# selezione di tecnica radio-tv

# 9|10

Sped. in Abb. Postale - Gr. IV

IN QUESTO NUMERO:

Ricerca rapida dei guasti in un televisore.
Contasecondi a transistor.
Semplice voltmetro a transistor.

# selezione di tecnica radio-tv

*In copertina:*
Composizione retrospettiva della radio-teletrasmissione

## SOMMARIO




**Direzione Redazione:**
Largo Richini, 4 - Milano.
Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 dell'1-3-57.
Grafiche IGIESSE - Milano.
Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
MESSAGGERIE ITALIANE
Via P. Lomazzo, 52
MILANO - Tel. 33 20 41

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 1500 - per l'Estero L. 3000.
I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini, 4 - Milano.
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario. cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

# selezione di tecnica radio-tv

*In copertina*: Composizione retrospettiva della radio-teletrasmissione

## SOMMARIO




**Direzione Redazione:**
Largo Richini, 4 - Milano.
Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 dell'1-3-57.
Grafiche IGIESSE - Milano.
Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
MESSAGGERIE ITALIANE
Via P. Lomazzo, 52
MILANO - Tel. 33 20 41

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 1500 - per l'Estero L. 3000.
I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini, 4 - Milano.
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario. cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

# SEMPLICE VOLTMETRO A TRANSISTOR

**per misure di tensioni a radiofrequenza da 0,1 a 8 Veff.**

Dovendo rispondere a tutti quei Lettori che ci avevano chiesto la descrizione di un semplice voltmetro a radio frequenza per tracciare le curve di risposta di alcuni trasformatori sperimentali a frequenza intermedia per ricevitori a transistor, abbiamo colto l'occasione per indagare le possibilità di un voltmetro a transistor adatto allo scopo.

La costruzione di uno strumento di questo tipo, convenientemente piccolo e completamente indipendente, ha aumentato il nostro interesse per il progetto.

Lo schema elettrico è illustrato in fig. 1; esso adotta il circuito ben sperimentato nei voltmetri a valvola, consistente in un raddrizzatore a radiofrequenza, un amplificatore a corrente continua e un circuito ausiliario necessario per equilibrare la corrente in assenza di segnale, e cioè la corrente di collettore a riposo.

Quest'ultimo circuito ha la funzione di garantire che lo strumento indichi solo l'incremento della corrente del collettore nella misura massima di un milliampere fondo scala.

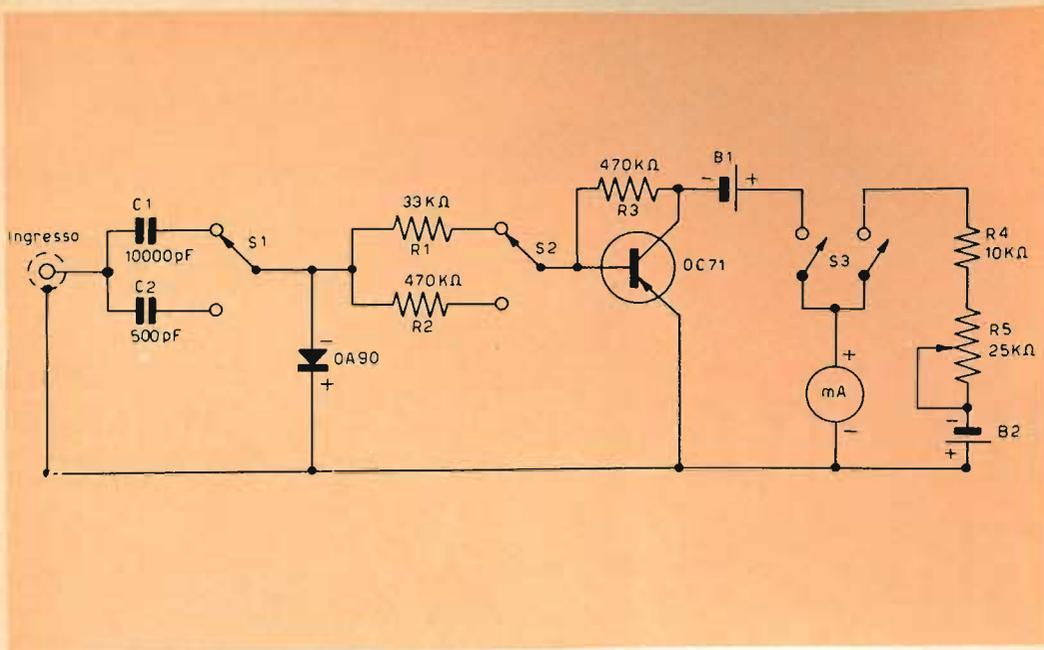



Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro a transistor.

Sono state fissate due gamme di tensioni; una che permette una deviazione a fondo scala dello strumento con una entrata di 0,8 V eff. (R1 = 33 kΩ), mentre l'altra (R2 = 470 kΩ) estende la gamma a 8 V eff.

I citati valori di resistenza, sono legati al tipo di strumento usato, alle caratteristiche del diodo 0A90 e del transistor. E' da tener presente che anche la più piccola deflessione iniziale può essere letta con sicurezza, in relazione alla più piccola tensione da misurare.

Per avere, al variare della frequenza del segnale in entrata, la medesima reattanza del condensatore di blocco, e quindi la stessa caduta di tensione, è stata prevista la commutazione dei condensatori C1 e C2.

La reattanza di un condensatore C è data da:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

dove $X_c$ è espressa in ohm, C in Farad (1 pF = $10^{-12}$ Farad) f in Hz.

Nel nostro caso sia a 500 kHz che a 10 MHz, $X_c$ ha il valore assoluto di circa 30 Ω.

Lo strumento è un comune milliamperometro a bobina mobile da 1 mA fondo scala, ad ampio quadrante; per le nostre prove abbiamo usato il modello GBC T484 da cm. 90 × 80.

Sebbene una deflessione dell'indice di 1/2 divisione sia prontamente rilevabile sullo strumento, è noto per esperienza che nei voltmetri a valvola la sensibilità tende a diminuire per tensioni di entrata molto piccole.

Perciò si è deciso di fare in modo che ad uno spostamento dell'indice di una divisione (0,02 mA) corrisponda una entrata a radio frequenza di 0,1 V eff.

Per ottenere questa condizione, la resistenza $R_1$ è stata determinata in 33 kΩ a cui corrisponde, per un'entrata di circa 0,8 V eff, una deviazione dell'indice a fondo scala. Con una resistenza $R_2$ = 470 kΩ la gamma 2 dà una lettura a fondo scala di 8 V eff.



Un rapporto di tensione di 80 a 1 può sembrare non molto grande, ma rappresenta una variazione di 38 dB (decibel), più che sufficiente a soddisfare il maggior numero possibile di misure in alta frequenza.

Tenendo presente la tensione di lavoro massima del diodo raddrizzatore $D_1$, una o più gamme possono essere facilmente aggiunte.

Una maggiore sensibilità si può ottenere, con segnali di ingresso molto piccoli, spostando il punto di lavoro del transistor dal piede della caratteristica $I_c = f(I_b)$ (transfer) ad un punto più alto della curva, dove la pendenza è più ripida e molto più lineare. In questo modo il segno della tensione di entrata al transistor deve essere positivo ed un aumento del segnale di ingresso abbassa la corrente di collettore cosicchè lo strumento segna in direzione contraria. Sarebbe di dubbio vantaggio dare alta sensibilità a piccoli segnali di ingresso, in quanto, nei circuiti accordati, la parte della curva che interessa solitamente è quella delle tensioni alte, e non quella delle basse, e cioè in corrispondenza della frequenza di risonanza.

D'altra parte quando lo strumento è inserito, il tempo d'impiego inattivo, cioè il tempo durante il quale non si fanno letture e non è applicato alcun segnale, di solito è molto più lungo dei periodi di funzionamento reale; così è più economico, nei riguardi della durata della batteria, avere una corrente di riposo più bassa possibile.

Nel circuito descritto, la corrente di riposo è circa 80 μA.

Poichè la potenza media dissipata nel transistor è molto piccola, la stabilità dello zero è risultata soddisfacente, e non si sono rese necessarie le abituali precauzioni per compensare la deriva termica.

La costruzione dello strumento non ha bisogno di commento, poichè è permessa ogni forma e presentazione convenienti. Non è stata adottata nessuna lampada spia in quanto essendo l'assorbimento di corrente molto piccolo, ci è sembrato inutile aumentarlo (quasi centuplicarlo) aggiungendo una lampada spia.

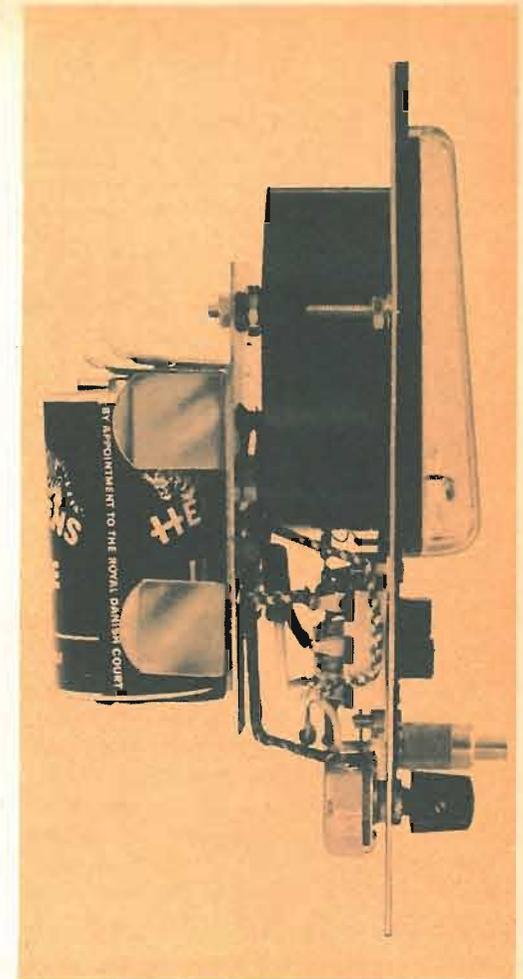



Fig. 2 - Il voltmetro a transistor visto di fianco.

**Taratura**

La taratura del voltmetro è stata effettuata nel modo che segue:

Fu deciso di usare un segnale di alimentazione a 50 Hz anche se ciò dava luogo ad alcune difficoltà iniziali derivanti dal fatto che il voltmetro è destinato a misurazioni a radio frequenza, e male si presta per misure a frequenza audio o di rete.

Infatti a causa della bassa impedenza di entrata del voltmetro, occorre tener conto della reattanza dei condensatori di blocco $C_1$ o $C_2$, specie alle frequenze dove essa sale a oltre un centesimo di $R_1$, per assumere poi un valore notevole.

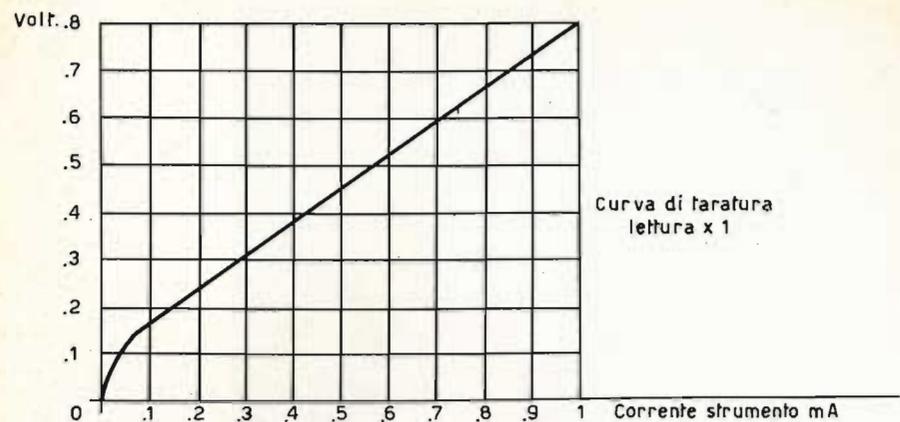



Fig. 3 - Curva di taratura (lettura x 1).

In regime alternativo, $C_1$ o $C_2$ devono avere una capacità sufficientemente ampia da rendere la loro reattanza trascurabile a qualsiasi frequenza maggiore di 30 Hz.

Per questa ragione a 50 Hz, per esempio, la capacità deve essere di almeno 10 $\mu$F; logicamente detto valore, à causa dell'alta costante di tempo risultante, non è un valore pratico per l'uso generale dello strumento, ma serve invece in fase di taratura del voltmetro dove il tempo intercorrente tra due letture è sufficientemente ampio da permettere al condensatore di scaricarsi.

Nessuna difficoltà sorge quando la tensione di entrata aumenta, quando però es-

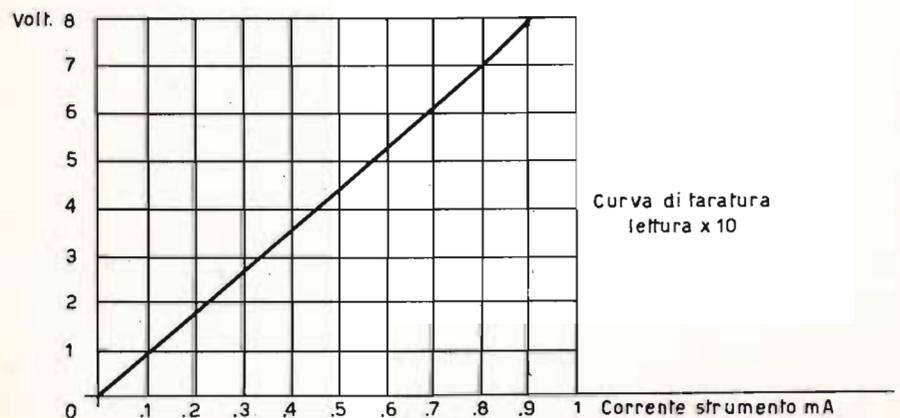



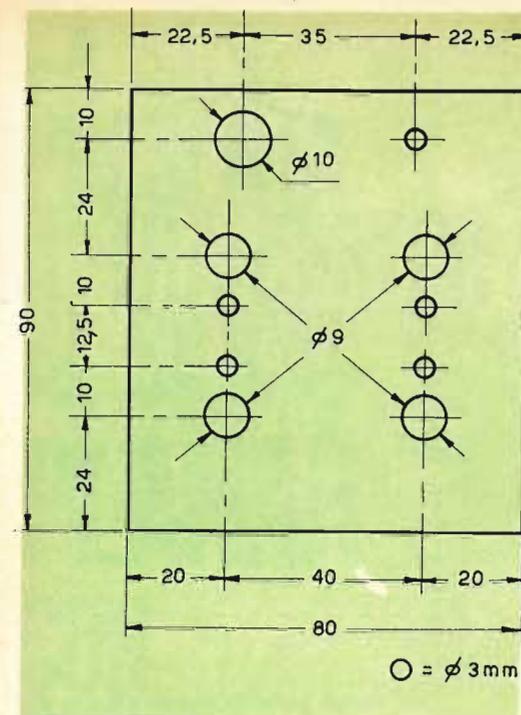
Fig. 4 - Curva di taratura (lettura x 10).



Fig. 5 - Pannello porta-batterie.

sa diminuisce è bene che trascorra un certo tempo prima di eseguire la lettura successiva; poichè la taratura è stata effettuata con tensioni crescenti, questo inconveniente non si è manifestato.

Per tarare il voltmetro con segnale a 50 Hz si è dovuto escludere sia $C_1$ che $C_2$, ed il segnale è stato applicato direttamente ai capi del diodo attraverso un condensatore da 10 µF.

Con questo condensatore si è ottenuta, con un'entrata di 0,8 V eff, una deviazione dello strumento (sulla gamma 1) di 0,98 mA, con uno invece da 0,01 µF e con la medesima tensione di entrata la lettura dello strumento è caduta a soltanto 0,1 mA.

Analogamente sulla gamma 2, con una entrata di 8 V eff lo strumento ha segnato 0,92 mA, ma è caduto a soltanto 0,5 mA inserendo il condensatore più piccolo.

La frequenza alla quale il condensatore da 0,01 $\mu$F dà sullo strumento una lettura paragonabile a quella effettuata a 50 Hz con condensatore da 10 $\mu$F, è 500 kHz; se si applica un segnale a 10 MHz il condensatore necessario è da 500 pF.

Sono stati menzionati questi due valori, perchè le misure su circuiti accordati interessano appunto questi ordini di frequenze.

Il circuito di taratura è mostrato nella fig. 7.

Per permettere che la tensione di uscita fosse adattata ad un esatto valore, è stato impiegato un normale trasformatore di alimentazione avente avvolgimenti secondari da 5 V e 6 V, ed una resistenza va-

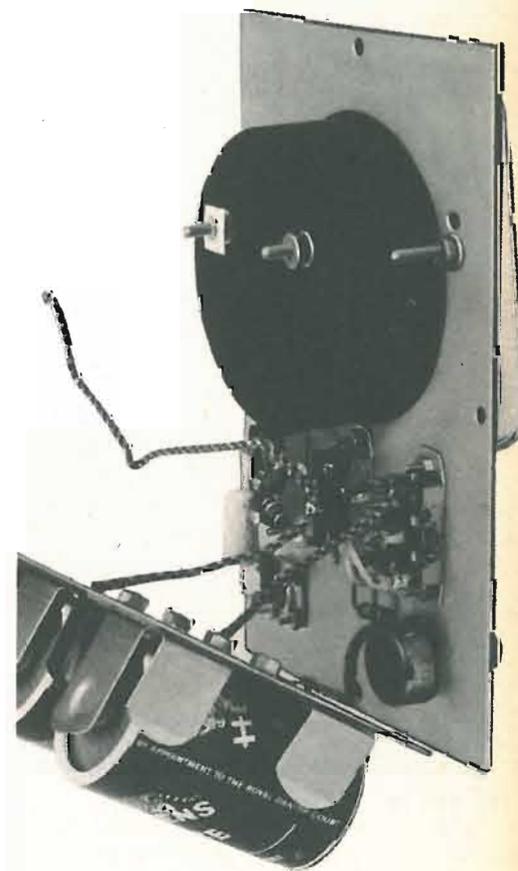



Fig. 6 - Il voltmetro a transistor visto posteriormente.

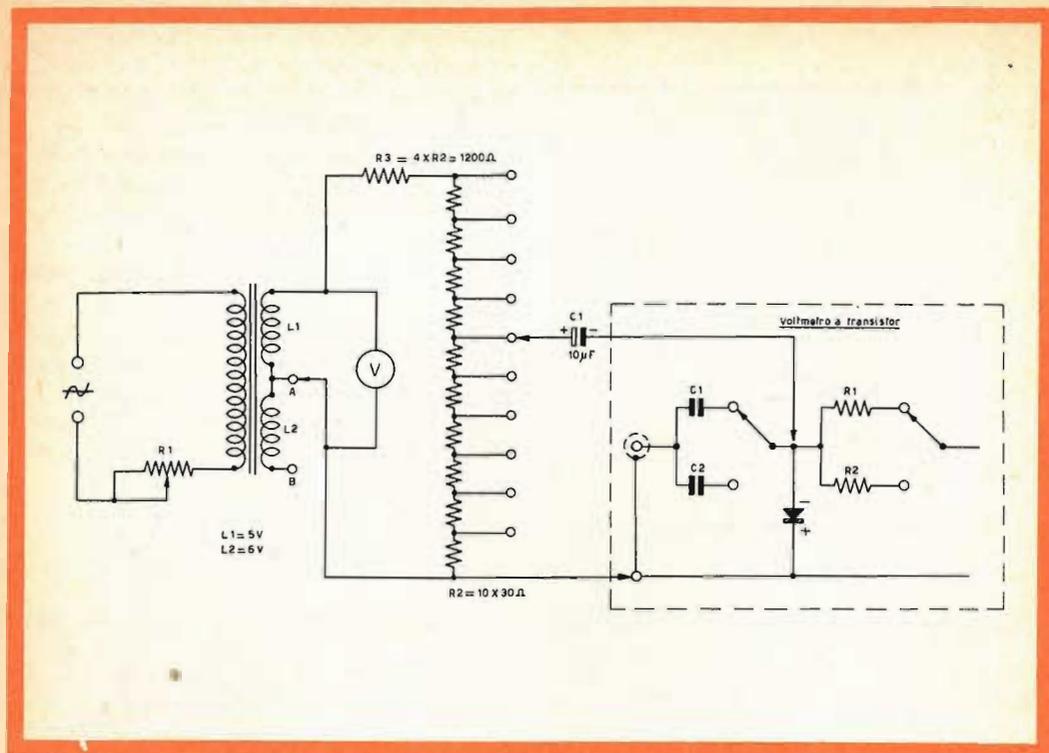



Fig. 7 - Circuito per la taratura del voltmetro a transistor.

riabile a filo, connessa in serie tra primario e linea di alimentazione.

E' improbabile che letture di tensione alternata dell'ordine di 1 V risultino precise, ma quelle dell'ordine di 5 V e più, possono essere ritenute abbastanza esatte.

Per tarare la gamma 1, è stata usata una tensione di 5 V applicata ad una resistenza $R_3$ (accuratamente tarata) in serie con una resistenza $R_2$ (ugualmente precisa) costituita da N. 10 resistenze da 30 Ω cadauna.

Se $R_3$ ed $R_2$ sono state accuratamente costruite, le uscite da $R_2$ dovrebbero essere tutte esattamente uguali; anche se le tensioni reali non sono esattamente 0,1 V (il che sarebbe forse sperare troppo), le relative misurazioni sul voltmetro a transistor saranno ugualmente attendibili.

Per tarare la gamma 2 del voltmetro, gli avvolgimenti 5 V e 6 V sono stati collegati in serie e correttamente messi in fase, per dare la somma delle tensioni.

In questo caso cortocircuitando $R_3$ la tensione totale è applicata tutta sulla decade $R_2$, che deve essere dimensionata per sopportare la corrente relativa.

La decade di 300 Ω complessivi con prese ad ogni 30 Ω, può essere realizzata avvolgendo su un supporto isolante del filo al nichelcromo, e quindi tarata con un ponte di Wheatstone.

Anche se è difficile determinare la reale precisione ottenuta con questo metodo di taratura delle resistenze $R_3$ ed $R_2$, poichè le curve di risposta di un trasformatore a frequenza intermedia si riferiscono a valori relativi delle tensioni, esso può soddisfare completamente le esigenze del ricercatore.

Cambiando gamma, azzerare il voltmetro agendo su $R_5$.

Fig. 8 - Pannello frontale del voltmetro.

**ELENCO MATERIALE**

| N. | Descrizione | N. Catalogo GBC |
|---|---|---|
| 1 | Transistor | OC71 |
| 1 | Milliamperometro 1 mA F.S. | T/483 |
| 1 | Diodo | AO90 |
| 1 | Presa coassiale | N/1422 |
| 1 | Potenziometro 25 kΩ lineare | D/202 |
| 2 | Pile 1,5 V | I/438 |
| 2 | Porta pile | G/286 |
| 1 | Interruttore 2 vie | G/1157 |
| 2 | Deviatori 1 via | G/1156 |
| 1 | Manopola Ø perno 4 mm. | F/390 |
| 1 | Condensatore 10000 pF a carta | B/256 |
| 1 | Condensatore 500 pF ceramico | B/15-1 |
| 1 | Resistenza 33 kΩ 1/2 W | D/32 |
| 2 | Resistenze 470 kΩ 1/2 W | D/32 |
| 1 | Resistenza 10 kΩ 1/2 W | D/32 |
| 1 | Pannello frontale-lamiera 1,5 mm. | — |
| 1 | Pannello per pile-lamiera 1 mm. | — |



# LE BASI DELLA MODERNA ELETTRONICA

a cura di L. CASCIANINI

## 5ª Parte — TUBI ELETTRONICI MULTIGRIGLIA

*Il triodo, nonostante avesse aperto nuove possibilità nel campo delle telecomunicazioni, ben presto non tardò a rivelare le sue innate limitazioni derivanti principalmente dalle notevoli capacità interelettrodiche che ne limitano effettivamente l'impiego alle frequenze elevate.*

*Il tetrodo, mentre elimina in parte questo inconveniente ha, rispetto al triodo, il vantaggio di possedere un fattore di amplificazzione molto più elevato; esso, però, a causa dell'accentuato fenomeno di emissione secondaria che ha luogo sull'anodo, ha un campo di lavoro molto ristretto.*

*Quest'ultimo inconveniente viene eliminato nel pentodo che riunisce egregiamente tutte le prestazioni del triodo e del tetrodo, e rappresenta, tuttora, l'ultimo passo effettivo della tecnologia dei tubi elettronici.*

Il presente articolo è suddiviso in queste parti:

**Capacità tra i vari elettrodi di un triodo**

**Il tetrodo**

**Curva caratteristica anodica del tetrodo**

**Tratto utile della curva caratteristica del tetrodo**

**Il pentodo**

**Tubi a pendenza variabile**

**Il tetrodo a fascio**

**Il thyratron con griglia schermo**

**Il tubo indicatore di sintonia**

## CAPACITÀ TRA I VARI ELETTRODI DI UN TRIODO

Tutte le volte che due conduttori si trovano uno di fronte all'altro e tra di essi è interposto un qualsiasi mezzo isolante (dielettrico) si dice che questi posseggono **una certa capacità.** In un triodo a vuoto, il catodo, la griglia e l'anodo sono, in realtà, dei conduttori isolati nel vuoto, e quindi è ovvio che esisterà sempre un certo valore di capacità, per esempio, tra la griglia e il catodo ($C_{gk}$), tra la griglia e l'anodo ($C_{ga}$), tra l'anodo e il catodo ($C_{ak}$) (Fig. 1). Date le dimensioni ridotte di questi "conduttori" queste capacità hanno un valore molto basso, dell'ordine di pochi pF.

Supponiamo che tra catodo e griglia esista una capacità del valore di 5 pF; questa capacità alla frequenza di 1 MHz, produrrà una reattanza ($X_c$) di 30000 ohm ($X_c = 1/2\pi fC$); alla frequenza di 10 MHz, questo valore scenderà a 3000 ohm. Si vede quindi come via via che la frequenza di funzionamento del tubo aumenta, gli effetti prodotti da queste capacità diventano sempre più consistenti. In particolare, nel triodo va considerata la capacità che viene a formarsi tra l'anodo e la griglia la quale fa si che una frazione del segnale alternato presente sull'anodo venga riportato (accoppiato) sulla griglia stessa. Nel numero precedente di questa rivista, abbiamo visto che il segnale di uscita presente sull'anodo di un triodo amplificatore è sfasato di 180° rispetto allo stesso segnale applicato in griglia. La frazione di segnale che dall'anodo viene riportata in griglia attraverso la capacità interelettrodica anodo-griglia ($C_{ag}$) risulterà quindi sfasata di 180° rispetto al segnale applicato in griglia: **si trova, cioè, in opposizione di fase al segnale che si vuole amplificare e tende quindi a cancellarlo o per lo meno ad attenuarlo.**

Appena inventato, il triodo venne impiegato principalmente nel campo delle telecomunicazioni. Siccome in questo campo si dovettero usare frequenze sempre più crescenti, successe che il triodo, a causa del nocivo effetto prodotto dalla capacità anodo-griglia, potè essere impiegato solo in un numero limitato di apparecchiature. Vedremo più avanti, infatti, come il trasferimento di energia effettuato da questa capacità interelettrodica tende a ridurre considerevolmente il guadagno di uno stadio amplificatore.

Un decisivo passo avanti nella tecnica della costruzione dei tubi a vuoto venne

Fig. 1 - Indicazione schematica delle capacità interelettrodiche esistenti in un triodo.



fatto quando, per ridurre questa capacità nociva tra anodo e griglia (che provocava il trasferimento del segnale presente sull'anodo di nuovo in griglia), venne inserito fra questi due elettrodi uno schermo. Infatti, se noi inseriamo tra la griglia controllo e l'anodo uno schermo elettrostatico succederà che verrà a formarsi una capacità tra griglia controllo e massa (schermo elettrostatico), e tra anodo e massa (schermo elettrostatico) **ma non tra griglia e anodo.** Ovviamente perchè questo schermo elettrostatico possa avere un'azione veramente efficace dovrà essere largo e solido. Bisogna tener presente però che per il funzionamento del tubo a vuoto è necessario che possa sempre sussistere un flusso di elettroni dal catodo verso l'anodo; ciò significa che questo schermo non può essere una piastrina ma dovrà essere una "griglia" tale cioè che lasci passare tra le sue maglie gli elettroni, allo stesso modo con cui li lascia passare la griglia controllo.

Naturalmente, se noi diamo a questo schermo la forma di una griglia esso verrà a perdere un po' della sua azione schermante.

Le forme attuali di queste griglie (griglie-schermo) sono tali da risultare un compromesso tra l'azione schermante che esplicherebbero se fossero completamente solide e la necessità di permettere ancora il flusso di elettroni dal catodo all'anodo.

Per avere un'idea dell'effetto prodotto in un triodo dall'inserimento di una griglia schermo basti pensare che la capacità tra anodo e griglia ($C_{ag}$) scende da 3 pF a 0,007 pF.

## IL TETRODO

Il tetrodo (fig. 2) è un tubo a vuoto che possiede quattro elettrodi: un catodo, una griglia controllo, uno schermo o griglia schermo e un anodo.

Le funzioni del catodo, della griglia controllo e dell'anodo sono le stesse che questi elettrodi hanno in un triodo normale. Quanto alla seconda griglia ($g_2$) o griglia schermo, noi abbiamo visto che per esplicare una funzione schermante tra griglia controllo ($g_1$) e anodo (a), essa deve essere collegata a massa, più precisamente, essa deve essere a potenziale di massa.

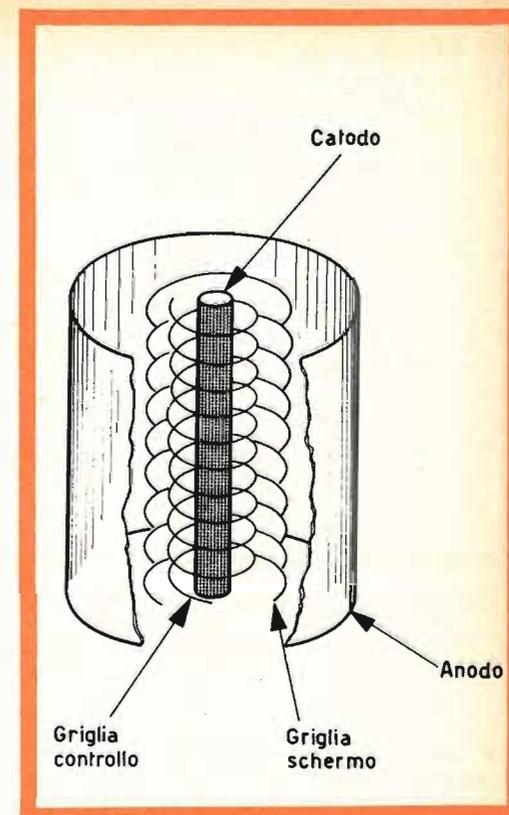



Fig. 2 - Struttura schematica di un tetrodo.

In pratica, però, alla griglia schermo viene applicata una tensione continua positiva di un certo valore; può considerarsi invece a potenziale di massa rispetto alle tensioni alternate che il tubo è chiamato ad amplificare a motivo di un condensatore collegato tra la griglia schermo e massa, che, per la frequenza in gioco, rappresenta un corto circuito verso massa.

Se, infatti, la griglia schermo venisse collegata direttamente a massa o al catodo sarebbe impossibile avere una qualsiasi corrente anodica con le normali tensioni del tubo; questo è il motivo per cui alla griglia schermo viene applicata una tensione continua positiva il cui valore nor-

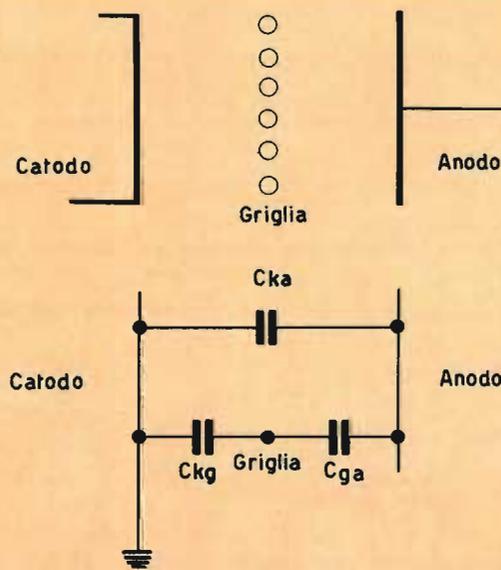
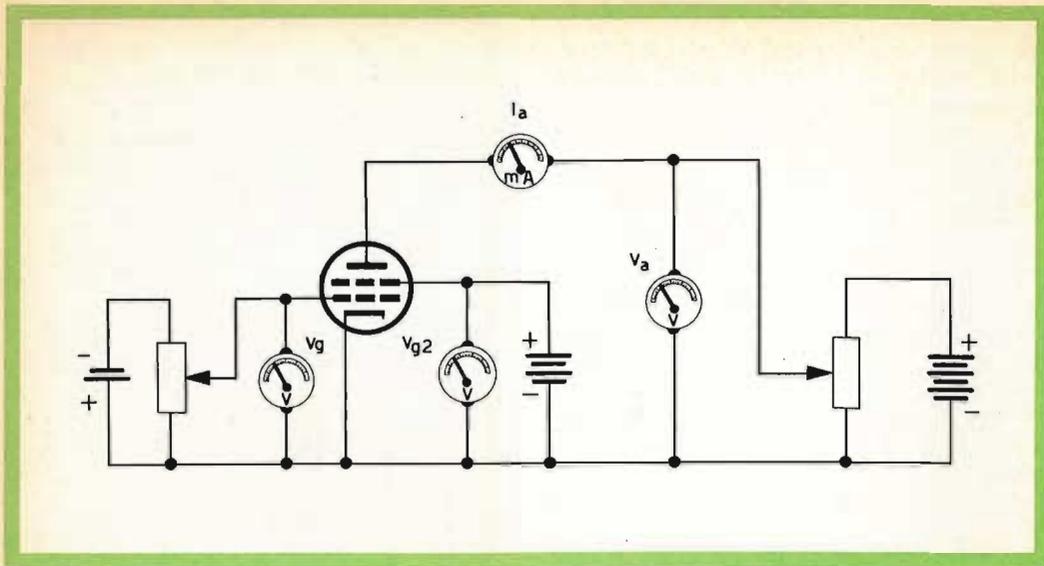



Fig. 3 - Circuito elettrico per il rilevamento della curva caratteristica di un tetrodo.

male, di solito, è un terzo della tensione applicata all'anodo.

Il circuito convenzionale che serve per tracciare le curve caratteristiche di un tetrodo è indicato in fig. 3. Come si vede, in esso, la tensione alla griglia-schermo è mantenuta ad un valore fisso mentre possono essere variate le tensioni applicate alla griglia controllo e all'anodo.

## Curva caratteristica anodica del tetrodo

Per ricavare la **curva caratteristica anodica del tetrodo,** la tensione alla griglia controllo viene regolata ad un valore negativo che viene mantenuto costante durante tutta la successiva misura.

Quando la tensione anodica è zero, ($V_a = 0$) la tensione positiva presente sulla griglia schermo fa si che alcuni elettroni della carica spaziale si dirigano verso di essa. Gran parte di questi elettroni vanno a finire sui fili della griglia schermo, come indicato dalle traiettorie **a** e **b** di fig. 4, altri invece passano attraverso i fili della griglia schermo e continuano il loro moto fino a colpire l'anodo dando origine ad una debolissima corrente anodica, come indicato dalla traiettoria **c** di fig. 4.

Appena però la tensione presente sull'anodo viene portata ad un valore anche di poco superiore allo zero, il numero degli elettroni che possono dirigersi verso l'anodo cresce considerevolmente mentre diminuiscono, ovviamente, quelli

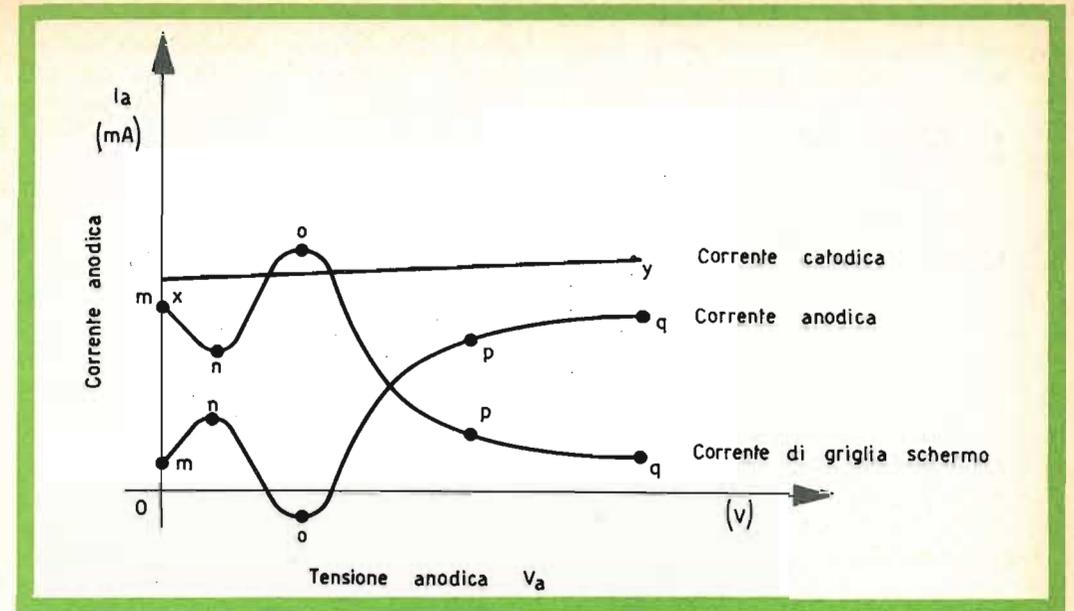
Fig. 4 - Il fenomeno della emissione secondaria nel tetrodo.



Fig. 5 - Curva caratteristica anodica di un tetrodo. Sono indicate in funzione della tensione anodica: a) la corrente catodica, b) la corrente anodica, c) la corrente di griglia schermo.

attratti verso le spire della griglia schermo; **l'aumento della corrente anodica provoca quindi una corrispondente diminuzione della corrente di griglia schermo.**

Questa interdipendenza tra la corrente di griglia schermo e la corrente anodica è resa visibile dai tratti di curve caratteristiche anodiche compresi tra i punti **m** e **n** di fig. 5.

Aumentando ulteriormente la tensione applicata all'anodo succede che gli elettroni arrivino sull'anodo con un'energia cinetica maggiore; via via che si aumenta la tensione anodica avviene quindi che l'energia cinetica posseduta dagli elettroni nel momento in cui essi colpiscono l'anodo diventi sempre più grande e tale che essi riescono ad espellere dal materiale che forma l'anodo altri elettroni che per il modo con cui vengono prodotti vengono chiamati **elettroni secondari** [1]).

In fig. 4 gli **elettroni primari** provenienti a grande velocità dal catodo sono indicati dalla traiettoria **d** mentre gli elettroni secondari espulsi dalla superficie dell'anodo al momento dell'urto degli elettroni primari sono indicati dalle due traiettorie tratteggiate dirette verso la griglia schermo.

1) Vedi Selezione di Tecnica Radio TV N. 1/2 pag. 156.

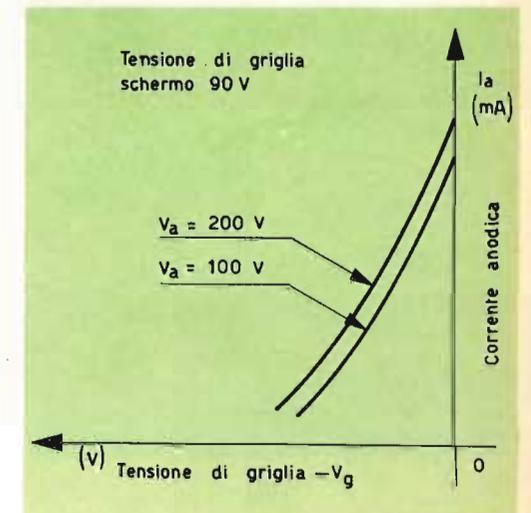



Fig. 6 - Curve caratteristiche di griglia di un tetrodo. È indicato l'andamento della corrente anodica in funzione della tensione applicata alla griglia controllo per due differenti valori di tensione anodica. La tensione applicata alla griglia schermo è la stessa nei due casi.

Gli elettroni prodotti per emissione secondaria vengono a trovarsi nello spazio esistente tra la griglia schermo e l'anodo; essi si dirigeranno, quindi, verso l'elettrodo che si trova a potenziale maggiore e che, nel nostro caso, è la griglia-schermo. Ciò significa che, via via che aumenta l'emissione secondaria, la corrente anodica tende a diminuire (la corrente anodica è formata dalla differenza tra il numero di elettroni che arrivano - elettroni primari - e quelli dell'emissione secondaria) a differenza della corrente di griglia schermo che tende ad aumentare di quella stessa quantità di cui diminuisce la corrente anodica.

Se il materiale di cui è formato l'anodo ha un coefficiente di emissione secondaria molto elevato (vale a dire se, per ogni elettrone primario che arriva sull'anodo si hanno molti elettroni secondari) può succedere che il numero degli elettroni secondari diventi superiore al numero degli elettroni primari che arrivano dal catodo. Quando ciò si verifica, la corrente anodica diventa **negativa.** Questo particolare effetto è indicato dal tratto **n-o** della curva caratteristica anodica di fig. 5.

Superato un certo valore critico (punto **o** nei grafici di fig. 5), la tensione anodica, aumentando ulteriormente, comincia a riattirare sull'anodo un numero sempre più crescente di elettroni secondari; si verificherà quindi che, a partire da questo istante, **mentre la corrente anodica tende ad aumentare la corrente di griglia schermo tende a diminuire.** Ciò è indicato nei tratti **o-p** dei grafici di fig. 5.

Quando la tensione applicata all'anodo diventa uguale e superiore alla tensione applicata alla griglia schermo (dal punto **p** al punto **q** dei grafici), **tutti** gli elettroni prodotti per emissione secondaria verranno riassorbiti dall'anodo; la corrente anodica tenderà ancora ad aumentare e corrispondentemente la corrente di griglia schermo tenderà a diminuire.

Ovviamente in ogni punto della curva caratteristica, il numero complessivo di elettroni è sempre determinato dal valore della tensione negativa applicata alla griglia controllo. La corrente che attraversa il tubo (**corrente catodica**) il cui andamento è indicato, in fig. 5, dalla retta x-y si mantiene essenzialmente costante; essa risulta ripartita tra i due elettrodi positivi, e cioè tra la griglia schermo e l'anodo; la maggiore o minore intensità della corrente assorbita dall'uno e dall'altro di questi elettrodi, dipende ovviamente, dal valore della tensione positiva presente su quel dato elettrodo e dal coefficiente di emissione secondaria. Il leggero aumento che la corrente catodica subisce man mano che aumenta la tensione anodica (dal punto x al punto y) è dovuto all'effetto Schottky[2]). In fig. 6 sono indicate due curve caratteristiche di griglia di un tipico tetrodo.

**Tratto utile della curva caratteristica del tetrodo**

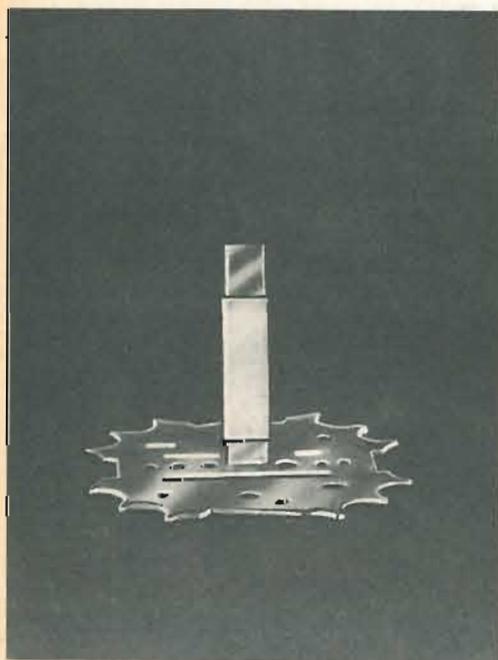
Il tratto di curva caratteristica anodica compreso tra i punti **n** ed **o** mette in evidenza **una resistenza negativa** in quanto ad un aumento di tensione corrisponde una diminuzione di corrente. Più avanti dimostreremo come in un tubo a vuoto una caratteristica a resistenza negativa produce seri inconvenienti agli effetti dell'amplificazione mentre può essere vantaggiosamente sfruttata in circuiti contatori, in circuiti oscillatori e in circuiti triggering.

2) Vedi Selezione di Tecnica Radio TV N. 3/4 pag. 323.

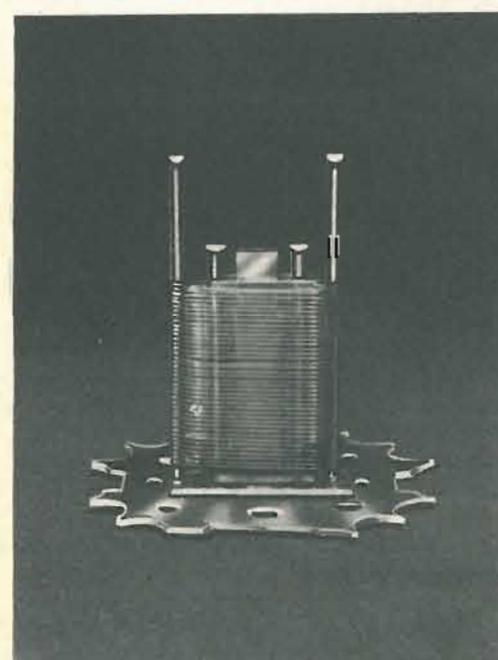
a)

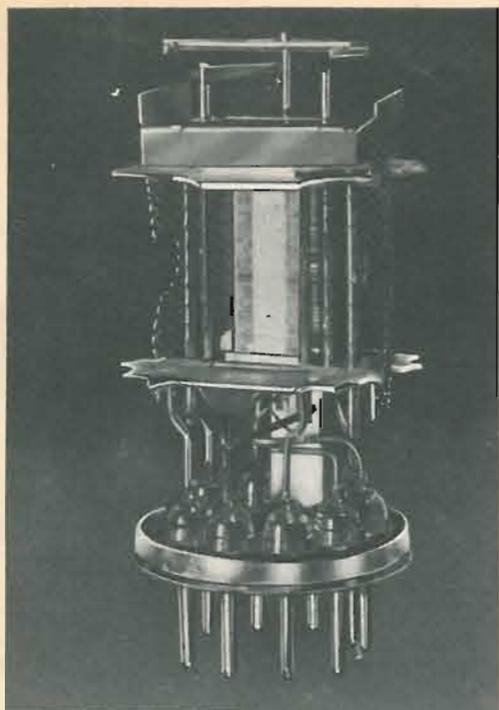
b)

c)

d)

**VARIE FASI DI MONTAGGIO DEI PENTODI PER ALTA FREQUENZA EF 183, EF 184 PHILIPS.**

a) Fissaggio del catodo sul ponte di mica inferiore. I moderni catodi hanno una sezione rettangolare e sono ricoperti con ossidi di bario e di stronzio ad elevato coefficiente di emissione.

b) Fissaggio della griglia controllo (griglia a telaio).

c) Fissaggio della griglia schermo

d) Fissaggio della griglia soppressore.

Spaccato del pentodo per alta frequenza EF 184. (Philips)

Normalmente, il tratto di caratteristica anodica sfruttato agli effetti dell'amplificazione dei segnali è quello abbastanza piatto compreso tra i punti **p** e **q**; perciò tutto quanto diremo a proposito del tetrodo, d'ora in avanti **si riferirà esclusivamente al suo funzionamento in questo tratto abbastanza lineare della sua curva caratteristica anodica.** La pendenza del tratto di curva caratteristica tra i punti **p** e **q** è molto ridotta: ciò significa che ad una forte variazione di tensione anodica corrisponde una piccola variazione di corrente anodica.

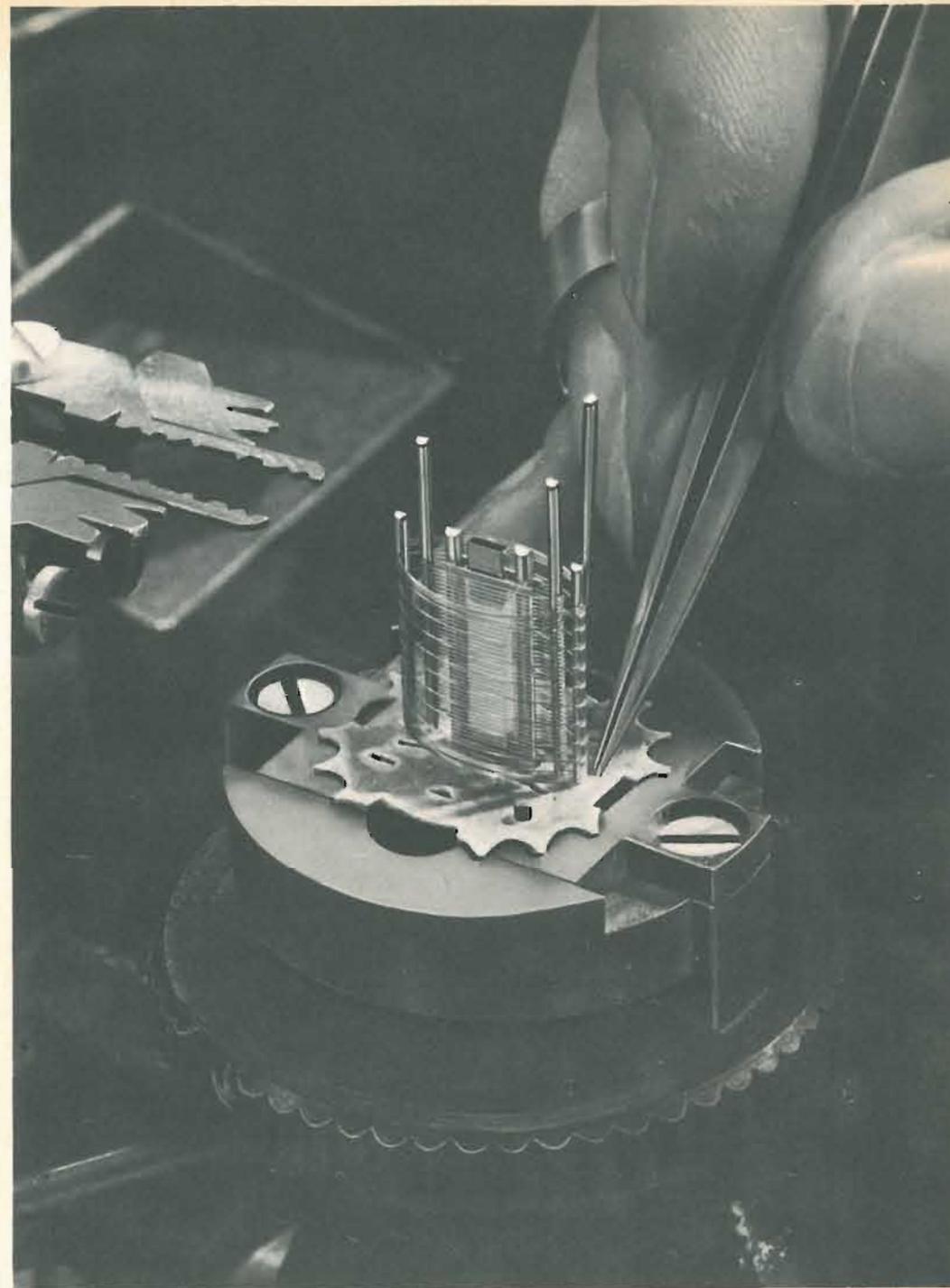
Ad esempio, in un tipico tetrodo di piccola potenza una variazione di 100 V nella tensione anodica produce una variazione di 0,5 mA nella corrente anodica. Dividendo 100 V per 0,5 mA si ha un valore di resistenza anodica o interna di 200.000 ohm. Questo valore elevato della resistenza anodica o resistenza interna è caratteristico dei tubi con più di una griglia; si ricorderà come nei triodi, la resistenza anodica o interna ha un valore molto basso. Siccome nel tetrodo la griglia controllo influisce sulla corrente catodica nella stessa maniera che in un triodo, l'ordine di grandezza della pendenza (S) sarà uguale sia per i triodi che per i tetrodi. Se teniamo presente la nota relazione, verificata nei triodi, e cioè:

$$\mu = R_a \times S$$

dove $\mu$ è il fattore di amplificazione, S è la pendenza, $R_a$ la resistenza anodica, e se consideriamo che nei tetrodi la resistenza anodica ($R_a$) è elevata mentre la pendenza (S) è dell'ordine di grandezza dei triodi, sarà facile constatare come il fattore di amplificazione ($\mu$) dei tetrodi sarà molto più elevato di quello dei triodi. Pertanto, uno stadio amplificatore equipaggiato con un tetrodo fornirà un guadagno molto più elevato di uno stadio amplificatore equipaggiato con un triodo. Si giunge quindi a questa conclusione: **questo tubo (il tetrodo) originariamente sviluppato per eliminare gli effetti nocivi della capacità anodo-griglia ($C_{ag}$) del triodo è in grado di fornire anche una maggiore amplificazione dei segnali.**

Abbiamo già detto che il tetrodo, come amplificatore, sfrutta soltanto la parte lineare della curva caratteristica anodica; la curva caratteristica di griglia o caratteristica mutua ($I_a/V_g$) s' intende quindi **sempre tracciata** per valori di tensione anodica che non implicano fenomeni di emissione secondaria tra anodo e griglia schermo. In fig. 6 sono indicate due curve caratteristiche di griglia; in esse, il parametro è la tensione anodica i cui valori però saranno compresi entro il tratto lineare della curva caratteristica anodica.

## IL PENTODO

Abbiamo visto come il tratto utile della curva caratteristica anodica di un tetrodo è limitato a quella regione in cui la tensione anodica è superiore alla tensione applicata alla griglia schermo. Indubbiamente, il tetrodo risolve soddisfacentemente il problema della capacità anodo-griglia; ciò nonostante, il successivo svi-



La centratura delle varie griglie viene ottenuta mediante dime di elevata precisione.

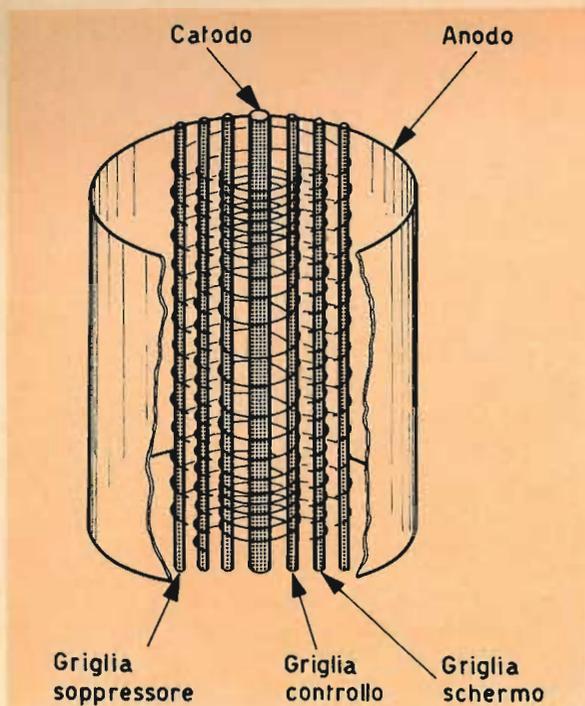



Fig. 7 - Struttura meccanica di un pentodo e relativo simbolo.

luppo della tecnologia dei tubi elettronici ebbe per scopo di trovare un tubo il quale oltre che neutralizzare la capacità anodo-griglia del triodo potesse lavorare come amplificatore lungo **tutta** la curva caratteristica anodica e non, come nel tetrodo, in un tratto molto ristretto di essa. Di qui nacque il pentodo (fig. 7) il quale differisce dal tetrodo per il fatto che tra la griglia schermo e l'anodo possiede una terza griglia chiamata **griglia soppressore.**

Nel pentodo, la griglia schermo viene mantenuta ad un certo potenziale positivo come nel tetrodo; essa si comporta come nel tetrodo, attira cioè gli elettroni provenienti dal catodo. La griglia soppressore, invece, viene mantenuta allo stesso potenziale del catodo e quindi risulta meno positiva della griglia schermo e tende quindi a respingere gli elettroni.

Quando la tensione anodica è zero ($V_a = 0$) un numero limitato di elettroni arriverà sull'anodo; e ciò a motivo dell'azione di repulsione prodotta dalla griglia soppressore. Appena però l'anodo diventa leggermente positivo, la forza di attrazione di questo elettrodo supera l'azione repulsiva della griglia soppressore, per cui un certo numero di elettroni potrà raggiungere facilmente l'anodo. Via via che la tensione anodica aumenta, gli elettroni provenienti dal catodo colpiranno la superficie dell'anodo estraendo da essa altri elettroni per emissione secondaria, proprio come avveniva nel tetrodo.

Ora, però, gli elettroni espulsi dall'anodo per emissione secondaria non possono più dirigersi verso la griglia schermo a motivo del campo elettrico prodotto dalla griglia soppressore che tende a respingerli verso l'anodo; gli elettroni secondari, pertanto, non potendo dirigersi verso la griglia schermo, ritorneranno verso l'anodo in quanto quest'ultimo si trova ad un potenziale più elevato di quello della griglia soppressore. **L'azione quindi della griglia soppressore non è quella di impedire che si verifichi l'emis-**

Fig. 8 - Curve caratteristiche di un pentodo

**sione secondaria ma di fare in modo che gli elettroni prodotti per emissione secondaria non possano raggiungere la griglia schermo.**

Nel pentodo, quando la tensione anodica è molto bassa, la maggior parte degli elettroni si dirige verso la griglia schermo; via via però che la tensione anodica aumenta, il numero degli elettroni che si dirigono verso l'anodo diventa sempre più grande; la caratteristica particolare del pentodo è che la corrente anodica raggiunge il suo valore finale con valori di tensione anodica molto bassi.

In fig. 8 è indicata una famiglia di curve caratteristiche anodiche e in fig. 9 una curva caratteristica di griglia o di trasferimento. Riguardo all'andamento delle curve caratteristiche anodiche si deve osservare che la leggera pendenza che si ha nel tratto piatto della curva caratteristica è dovuta in parte ad una leggera diminuzione della corrente di griglia schermo ed in parte ad un aumento della corrente catodica totale prodotta per effetto Schottky.

In realtà nel pentodo noi abbiamo due griglie che fungono da schermo (disposte tra la griglia controllo e l'anodo) anziché una sola come avviene nel tetrodo. Queste due griglie "schermo" quindi

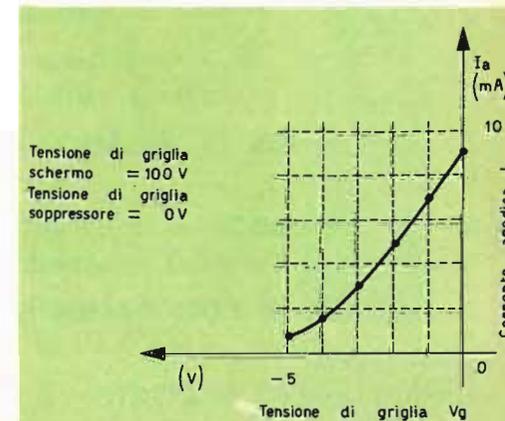
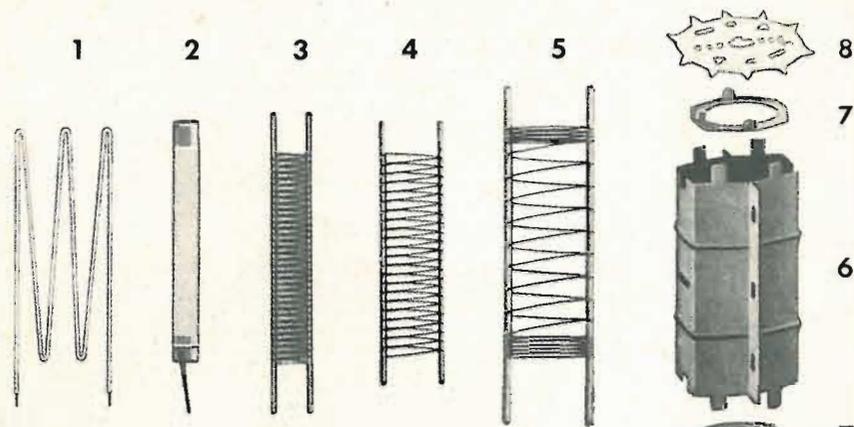



Fig. 9 - Curva caratteristica di griglia di un pentodo.

1. **FILAMENTO**
Filo di tungsteno ricoperto di ossido di alluminio

2. **CATODO**
Tubetto di nichel ricoperto con carbonati alcalini (bario, stronzio)

3. **GRIGLIA CONTROLLO**
Spirale di filo di molibdeno con sostegni di rame

4. **GRIGLIA SCHERMO**
5. **GRIGLIA SOPPRESSORE**
{ Filo di molibdeno, sostegni di nichel

6. **ANODO**
Ferro placcato con alluminio (annerito successivamente per migliorare la radiazione del calore)

7. **SCHERMI PER LA MICA**
Nichel

8. **PONTI DI MICA**
Ricoperti con ossido di magnesio

9. **NASTRINI DI COLLEGAMENTO**
Rame nichelato

10. **PACCHETTO MONTATO**

**ELETTRODO IN TRE PEZZI**
(ingrandito due volte)

**ELETTRODO**
Nichel

**PASSANTE**
Lega ferro-nichel con rivestimento in rame

**PIEDINO**
Nichel

**Fondello**

**RADIATORI**
(ferro ricoperto con alluminio, annerito)

**GETTER**

**FONDELLO MONTATO**

(continua)

## SISTEMAZIONE NEL BULBO DI VETRO DEL "FONDELLO MONTATO„

Palloncino

Valvola chiusa

Valvola vuotata

Valvola vuotata con getter evaporato



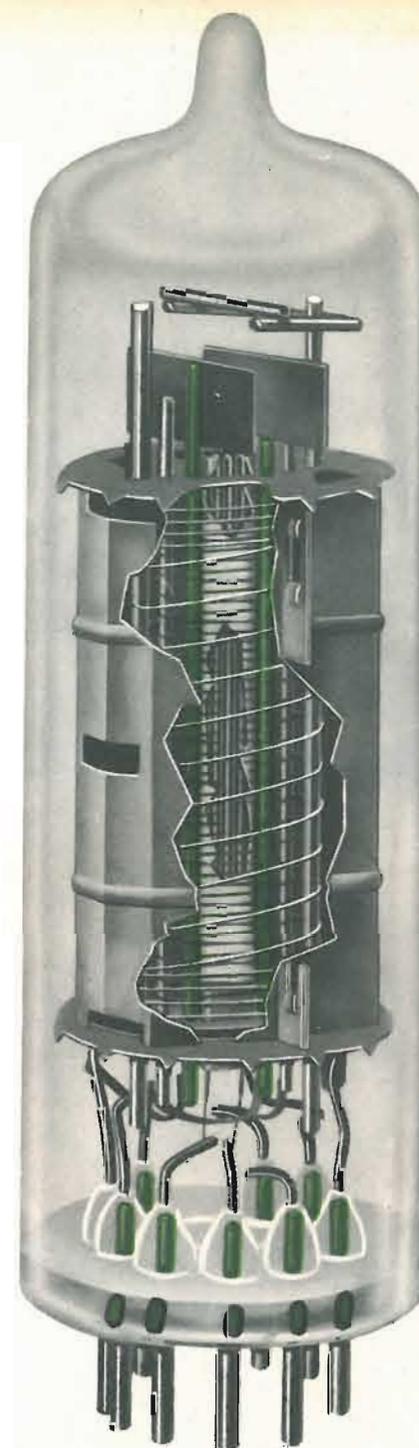
riducono ulteriormente la capacità esistente tra griglia e anodo. Se noi ci riferiamo al valore di 0,007 pF come valore tipico della capacità esistente tra griglia e anodo di un tetrodo, l'aggiunta della griglia soppressore riduce questo valore a 0.005 pF.

Le curve caratteristiche anodiche di un pentodo sono senz'altro più piatte del piccolo tratto piatto delle curve caratteristiche anodiche del tetrodo. **Ciò significa che nel pentodo la resistenza anodica o resistenza interna ($R_a$) ha un valore ancora più elevato.** Siccome la pendenza (S) in un pentodo è funzione della tensione applicata alla griglia controllo e della tensione applicata alla griglia schermo il suo valore rimarrà sostanzialmente identico a quello di un tetrodo; dato però che nel pentodo, la resistenza interna ($R_a$) ha un valore superiore a quello del tetrodo, stando la nota relazione,

$$\mu = R_a \times S$$

il valore del fattore di amplificazione $\mu$ sarà, nei pentodi, ancora più elevato che nei tetrodi.

**Caratteristiche elettriche del pentodo EL 84.**

La valvola EL 84 è stata progettata per fornire una potenza utile d'uscita di 6 W.
Il problema principale nella progettazione è stato quello di mantenere entro limiti accettabili la temperatura entro una ampolla di dimensioni relativamente ridotte.
Questo è stato ottenuto distribuendo le potenze dissipate sui vari elettrodi e provvedendo le migliori condizioni di irradiazione del calore e di conducibilità termica verso l'esterno.
**La potenza totale dissipata** per una potenza d'uscita di 6 W. (senza segnale) ammonta a . . . 18,15 W
Essa comprende:
la potenza dissipata **sull'anodo** . . . . 12 W
la potenza dissipata **sulla griglia schermo** . 1,35 W
la potenza dissipata **per l'accensione del filamento** . . . . . . . . . . . 4,8 W
In queste condizioni la temperatura della griglia controllo non deve superare i 285 °C e la zona più calda del bulbo di vetro raggiunge una temperatura di 190 °C.

Disposizione dei singoli elettrodi nella valvola EL 84 completa.

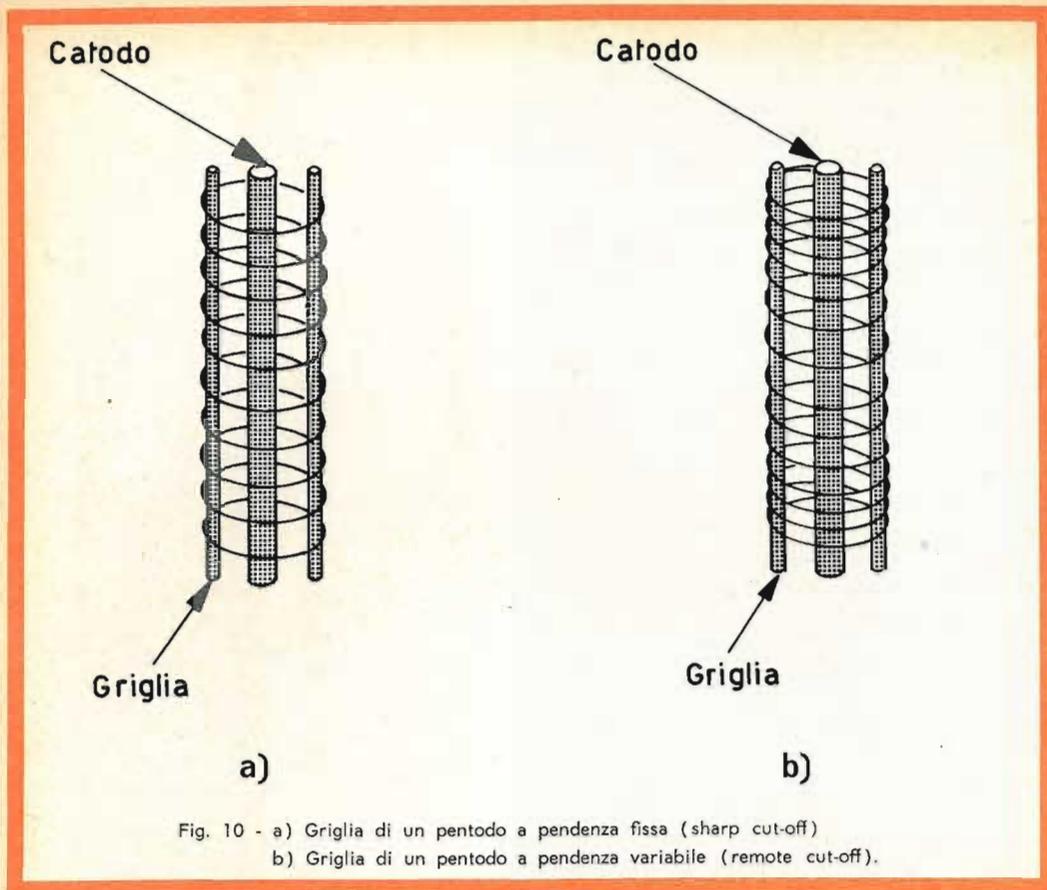



Fig. 10 - a) Griglia di un pentodo a pendenza fissa (sharp cut-off)
b) Griglia di un pentodo a pendenza variabile (remote cut-off).

La griglia soppressore, estendendo considerevolmente il tratto utile di caratteristica anodica del tubo, ha fatto si che il tetrodo come tubo amplificatore fosse soppiantato dal pentodo, e pertanto il tetrodo viene attualmente usato soltanto in particolari impieghi speciali.

In genere, possiamo dire che i tetrodi vengono soddisfacentemente usati come tubi di potenza mentre come amplificatori di tensione vengono impiegati, nella maggior parte dei casi, i pentodi.

**Tubi a pendenza variabile**

Fino a questo momento noi abbiamo considerato la griglia controllo dei triodi, dei tetrodi e dei pentodi formata da spire di filo molto sottile spaziate uniformemente. Si suol dire che le griglie fatte in questo modo hanno un " passo fisso ". Esistono però altri tipi di griglia controllo in cui le spire non distano uniformemente una dall'altra; sono le cosidette griglie " a passo variabile ". In questo tipo di griglia le spire che si trovano alle due estremità sono più ravvicinate tra di loro mentre quelle che si trovano al centro sono più spaziate (fig. 10 b).

Quando abbiamo parlato del triodo abbiamo fatto osservare che se le spire che formano la griglia controllo sono molto ravvicinate tra di loro, esse possono esercitare un più marcato controllo sugli elettroni che dal catodo si dirigono verso l'anodo. In generale, possiamo dire che, **per produrre una data variazione della corrente anodica, una griglia formata con spire molto fitte richiede una variazione della tensione negativa inferiore a quella che occorrerebbe applicare ad una griglia formata con spire più distanziate.**



In un tubo che impiega la griglia controllo " a passo variabile ", una leggera tensione negativa di griglia **comincia a bloccare gli elettroni all'estremità della griglia stessa,** dove cioè le spire sono più ravvicinate; man mano che la tensione negativa applicata alla griglia aumenta vengono respinti verso il catodo anche gli elettroni che tenterebbero di passare attraverso le spire più rade della zona centrale della griglia.

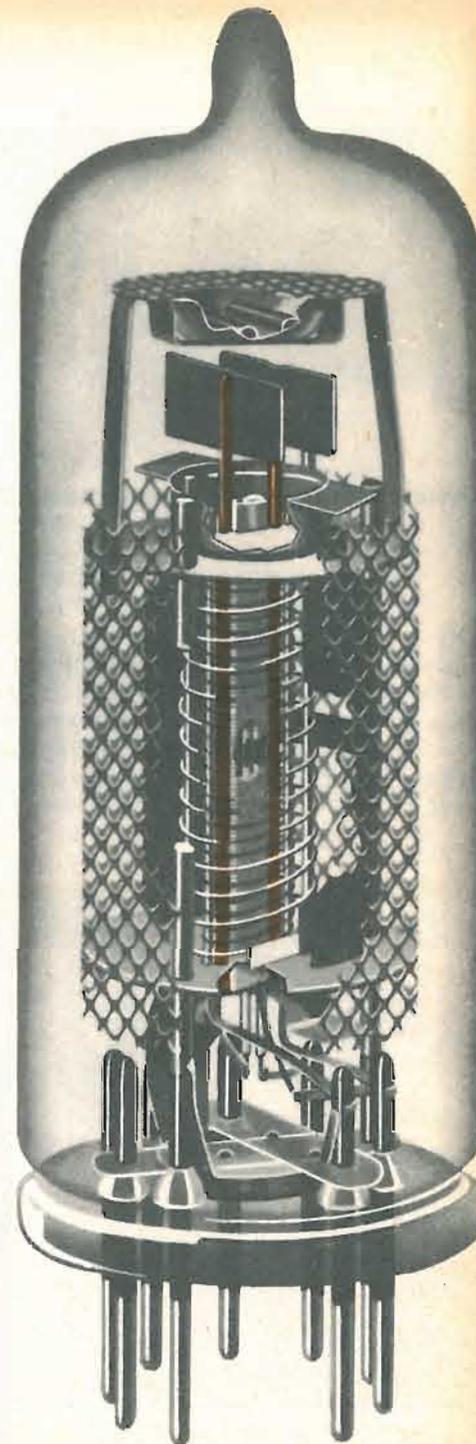
Si vede quindi come in questo modo il tubo si diriga verso la sua condizione di interdizione (cut-off) **gradualmente.**

Viceversa in un tubo a vuoto che impieghi una griglia con spire " a passo fisso " il bloccaggio degli elettroni è **brusco** in quanto avviene, in un determinato istante, lungo **tutta** la lunghezza della griglia.

Questo diverso comportamento di questi due tipi di griglia è reso molto evidente in fig. 11 dove sono indicate due curve caratteristiche di griglia; una si riferisce al pentodo 6BA6 che impiega una griglia a passo variabile. Come si vede, il tubo che impiega la griglia a passo fisso ha una curva caratteristica di griglia che ha un andamento pressocché rettilineo e produce un brusco bloccaggio della corrente anodica (sharp-cutoff); si suole anche dire che la valvola è a **pendenza fissa.** Viceversa, il tubo che impiega la griglia a passo variabile ha una curva caratteristica di griglia molto incurvata con un punto di bloccaggio indefinito (remote-cutoff); si suole anche dire che la valvola è a **pendenza variabile.**

Naturalmente, anche le curve della pendenza (S) di questi due pentodi seguiranno l'andamento della curva caratteristica di griglia in quanto noi sappiamo che la pendenza (S) di un tubo si identifica con la pendenza della curva caratteristica di griglia. Infatti:

$$S = \frac{\Delta V_g}{\Delta I_a}$$

Attualmente questi due tipi di griglie vengono impiegati sia nei triodi che nei pentodi. In particolare, i tubi a pendenza variabile vengono impiegati nei radioricevitori e nei televisori. È noto, infatti, che gli amplificatori (specialmente quelli a fre-

Pentodo per amplificatori a larga banda 18042 (Philips).

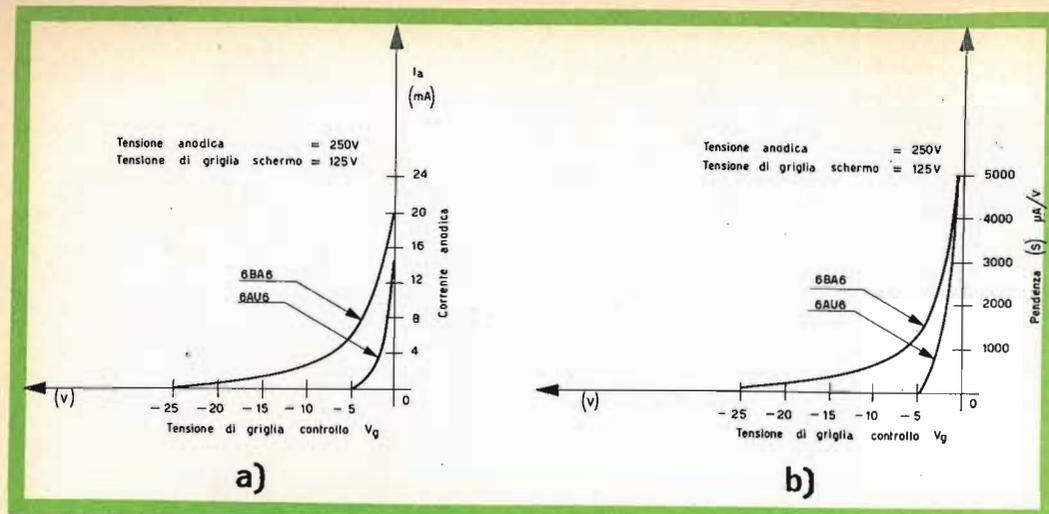



Fig. 11 - a) Curve caratteristiche di griglia di un pentodo a pendenza fissa (6AU6) e di un pentodo a pendenza variabile (6BA6). In b) è indicato l'andamento della "pendenza" di questi due tipi di pentodi in funzione della tensione applicata alla griglia controllo.

quenza intermedia) inclusi in questi ricevitori posseggono un circuito speciale che provvede a far si che l'amplificazione effettuata da questi amplificatori sia regolata in base al livello del segnale ricevuto (circuito del C. A. G. o controllo automatico di guadagno). In genere si fa in modo che una tensione negativa (il cui livello dipende dall'intensità del segnale ricevuto) venga sovrapposta alla tensione fissa negativa di polarizzazione della valvola che deve provvedere ad amplificare il segnale; or bene, questa valvola, di solito, è del tipo a pendenza variabile.

Le griglie della valvola EL 84 vengono misurate con micrometro elettrico.

Il "pacchetto" viene saldato sugli elettrodi del fondello mediante il calibro di "montaggio pacchetto su fondello" per far si che le connessioni di tutti gli elettrodi risultino perfettamente uguali.



## CONFRONTO DI ALCUNI PARAMETRI CARATTERISTICI DEL TRIODO, TETRODO E PENTODO

| | Triodo | | Tetrodo | Pentodo |
|---|---|---|---|---|
| | 6SN7 | 6SL7 | 24A | 6SJ7 |
| $C_{gk}$ (pF) | 3,0 | 3,4 | 5,3 | 6,0 |
| $C_{ga}$ (pF) | 4,0 | 2,8 | 0,007 | 0,005 |
| $C_{ak}$ (pF) | 1,2 | 3,2 | 10,5 | 7,0 |
| $R_a$ (kΩ) | 7,7 | 44 | 400 | 700 |
| S (μmhos) | 2600 | 1600 | 1000 | 1600 |
| $\mu$ | 20 | 70 | 400 | 1120 |

### IL TETRODO A FASCIO

Nel pentodo l'introduzione della griglia soppressore ha come effetto di **ridurre** la potenza ottenibile mentre nel tetrodo la limitazione è rappresentata, come abbiamo visto, dal tratto **molto ristretto** sfruttabile della curva caratteristica anodica.

Il tetrodo "a fascio" è il risultato di studi tendenti a combinare in un unico tubo le caratteristiche più salienti dei due tubi precedenti.

Nel tetrodo a fascio (fig. 12) i fili che formano le spire della griglia controllo e della griglia schermo vengono allineati in modo che si trovino su un stesso piano perpendicolare all'asse principale del catodo. Grazie a questo allineamento succede che guardando dal catodo si può vedere **un'unica spira di griglia,** e cioè, quella della della griglia controllo in quanto la spira corrispondente della griglia schermo viene a trovarsi "nell'ombra" della spira della griglia controllo. In seguito a questo allineamento la corrente anodica risulta diretta verso l'anodo **in fasci** ben delimitati; la griglia soppressore viene eliminata e, al suo posto, vengono inserite delle placchette, collegate elettricamente al catodo, che hanno il compito di dirigere il flusso

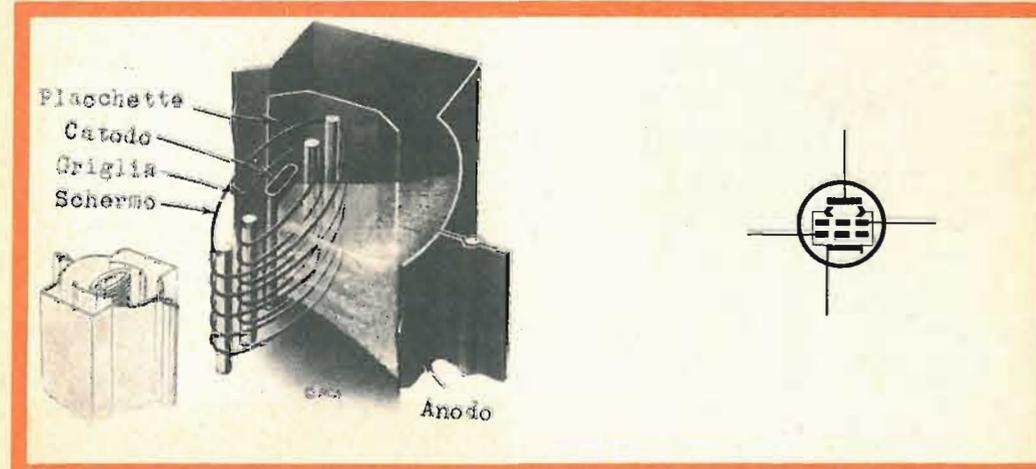
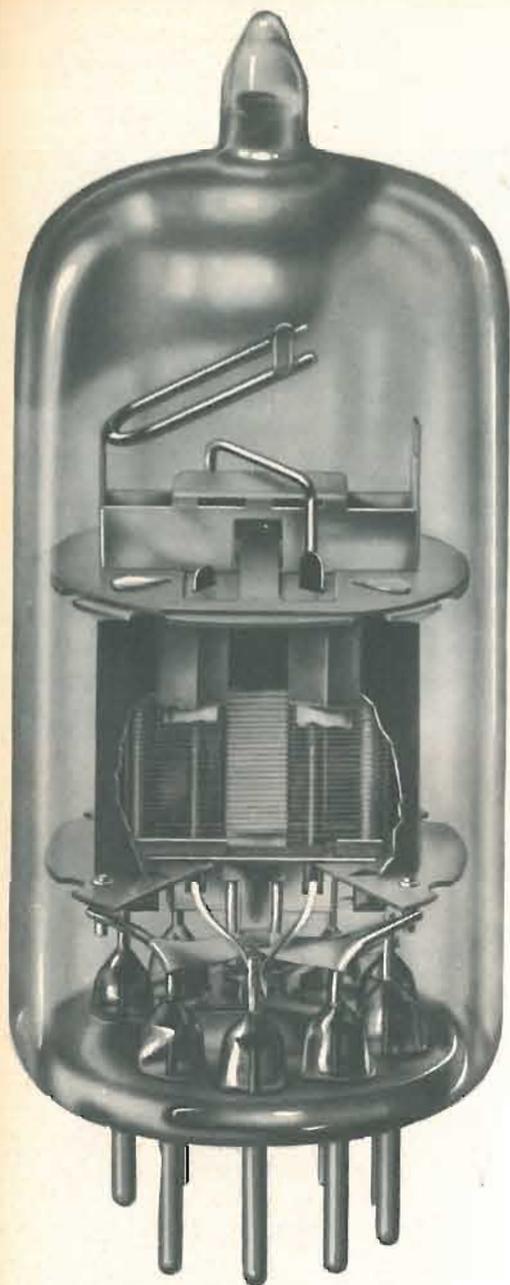



Fig. 12 - Struttura meccanica di un tetrodo a fascio. A sinistra sono indicati i fasci di elettroni che attraversano le spire allineate delle due griglie formando, prima di pervenire sull'anodo, una zona con carica spaziale negativa. A destra è indicato il simbolo impiegato per individuare il tetrodo a fascio.

Pentodo speciale (SQ = Special Quality) E 180 F (Philips).

degli elettroni verso una zona ben definita dell'anodo. Siccome queste placchette direttrici si trovano allo stesso potenziale del catodo e sono sistemate in una zona del tubo soggetta alle elevate tensioni della griglia schermo e dell'anodo, esse tenderanno a respingere il flusso di elettroni concentrandolo in fasci verso l'anodo; di qui il termine " tetrodo a fascio ". Siccome questa concentrazione di elettroni viene a trovarsi tra griglia schermo e anodo produrrà un campo elettrico negativo analogo a quello prodotto dalla concentrazione di elettroni della carica spaziale.

L'effetto di questo campo negativo sarà pertanto quello di **respingere di nuovo** verso l'anodo gli elettroni che provengono dallo stesso per emissione secondaria. La concentrazione degli elettroni in questa particolare zona agisce sugli elettroni dell'emissione secondaria proprio come agisce sui medesimi la griglia soppressore in un pentodo.

**Alcuni dati caratteristici del pentodo SQ E180F.**

| | |
|---|---|
| Tensione di accensione | 6,3 V |
| Corrente di accensione | 0,3 A |
| Tensione anodica | 180 V |
| Corrente anodica | 13 mA |
| Tensione di griglia schermo | 150 V |
| Tensione alla griglia controllo | -1,3 V |
| Pendenza | 16,5 mA/V |



Nei tetrodi, pertanto, si parla di " soppressore virtuale " nel senso che qui si ha l'effetto prodotto da una griglia soppressore vera e propria **senza** che sia presente la struttura fisica della medesima.

Quest'azione di soppressione virtuale può pertanto aver luogo, soltanto quando l'intensità della corrente anodica è elevata; questo è il motivo per cui questi tubi non sono destinati ad amplificare tensioni ma di solito vengono impiegati come tubi finali di potenza. Le curve caratteristiche anodiche di un tetrodo a fascio (fig. 13) non sono uniformemente spaziate.

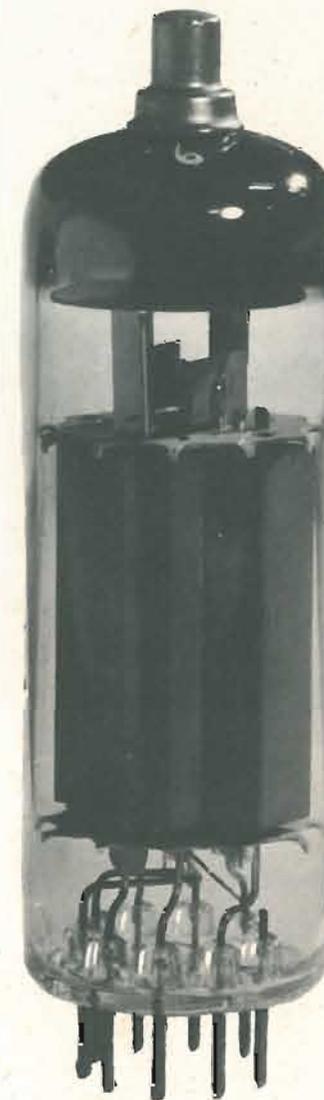
## IL THYRATRON CON GRIGLIA SCHERMO

L'azione caratteristica della griglia schermo può essere applicata anche al thyratron (triodo con catodo caldo a riempimento gassoso); quando ciò avviene il thyratron viene chiamato **thyratron con griglia schermo** o **thyratron tetrodo.**

Nel thyratron l'inserimento della griglia schermo ha per scopo di estendere l'azione di controllo del thyratron stesso. In questo caso il tubo può essere innescato mediante applicazione di un segnale sia sulla griglia controllo che sulla griglia schermo, oppure mediante contemporanea applicazione di segnali sulle due griglie. Le caratteristiche di innesco del thyratron indicano che una tensione negativa sulla griglia schermo richiede per l'innesco una tensione positiva sulla griglia controllo, mentre una tensione positiva sulla griglia-schermo fa sì che l'innesco avvenga anche con una tensione negativa applicata alla griglia controllo. Come si può vedere dalle curve caratteristiche di fig. 14, le tensioni di funzionamento della griglia schermo in un thyratron sono **completamente diverse** dalle tensioni della griglia schermo impiegate nei tubi a vuoto.

## IL TUBO INDICATORE DI SINTONIA

In fig. 15 è indicata la costruzione di un tubo indicatore di sintonia. La sezione triodo è convenzionale. Un'asticciola molto sottile viene saldata all'anodo e viene fatta passare attraverso un foro praticato in uno schermo a forma di tronco di cono (target) ricoperto con materiale fluorescente. A questo schermo (target) è applicata una tensione positiva molto elevata.

Gli elettroni, abbandonata la parte superiore del catodo che si trova di fronte al target, si dirigeranno verso la superficie del target stesso. La superficie conica

Nuovo pentodo con " anodo a labirinto " PL 500 (Philips).
L'anodo a labirinto elimina completamente il fenomeno dell'emissione secondaria.

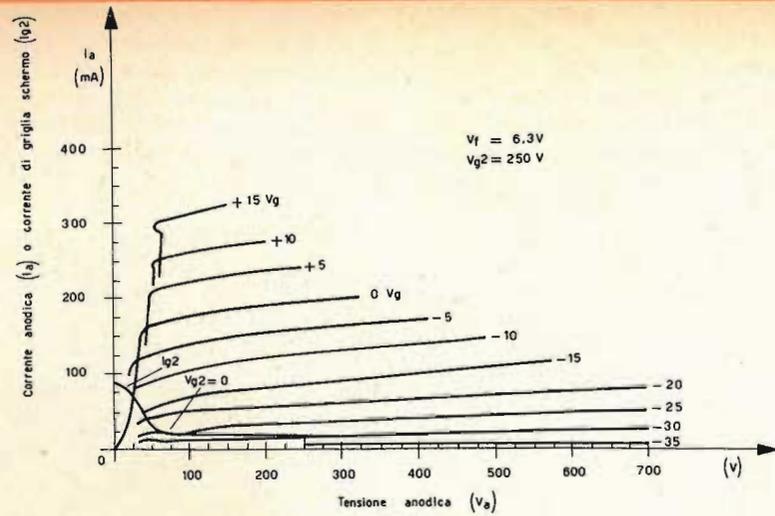



Fig. 13 - Curve caratteristiche di un tetrodo a fascio.

di quest'ultimo è ricoperta con una sostanza fluorescente che colpita dagli elettroni produce una luce verde brillante. La fluorescenza, com'è noto, è una proprietà caratteristica di alcuni materiali; in essi l'energia cinetica posseduta dall'elettrone al momento dell'urto viene trasformata in luce visibile. Tutta la superficie del target emetterà quindi questa luce fluorescente di color verde brillante.

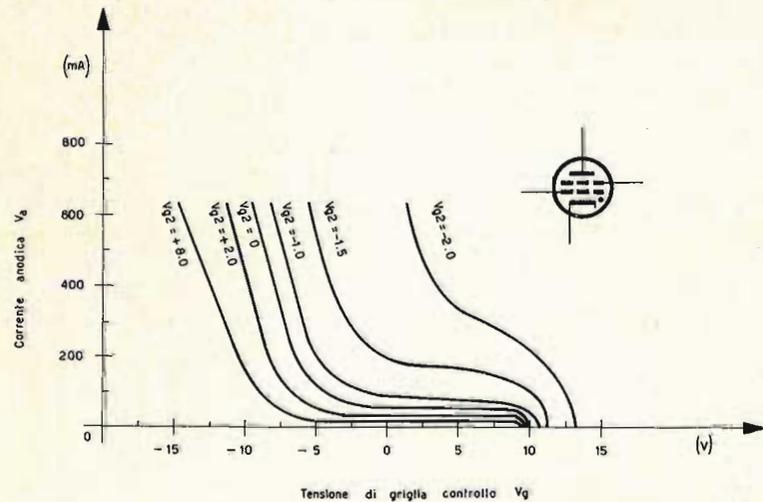
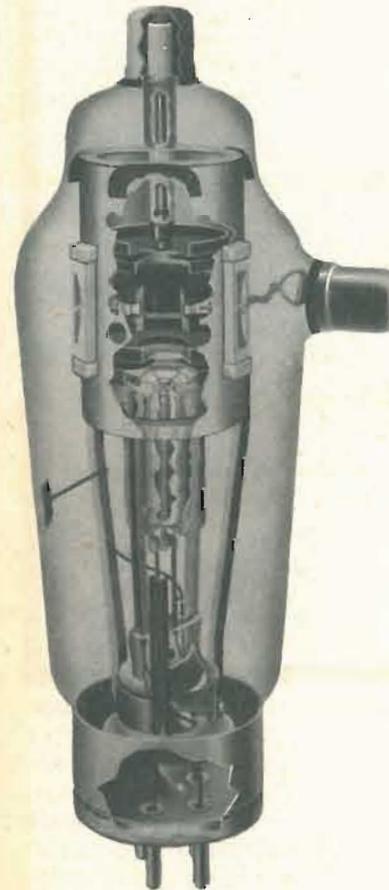



Fig. 14 - Curve caratteristiche di un thyratron con griglia schermo.



**Alcuni dati caratteristici dei thyratrons tetrodi PL 105 PL 2D21.**

| | PL 105 | PL 2D21 | |
|---|---|---|---|
| Tensione di accensione | 5 | 6,3 | V |
| Corrente di accensione | 10 | 0,6 | A |
| Tensione d'innesco | 12 | 8 | V |
| Tensione inversa | 2500 | 1300 | V |
| Corrente catodica | 6,4 | 0,1 | A |
| Temperatura del mercurio condensato | 40 ÷ 80 | | °C |
| Temperatura ambiente | | −75/+90 | °C |

Spaccato del thyratron tetrodo PL 105 (Philips).

Spaccato del thyratron tetrodo PL 2D21 (Philips).

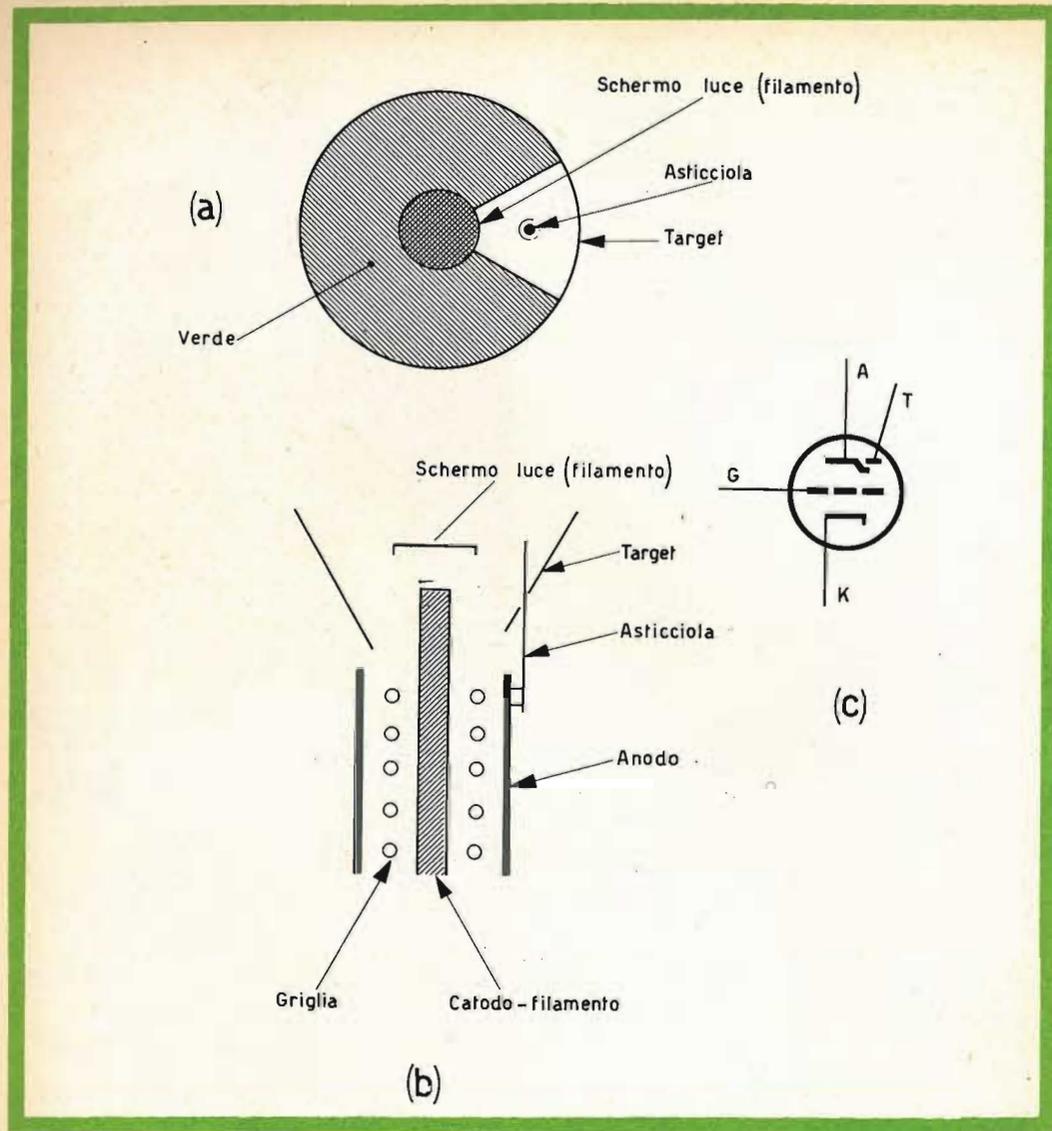



Fig. 15 - Struttura meccanica di un tubo indicatore di sintonia. a) tubo indicatore di sintonia visto dalla parte superiore, b) sezione trasversale di un tubo di sintonia, c) simbolo.

Quando la tensione applicata all'anodo della sezione triodo è inferiore alla tensione applicata al target, l'asticciola viene ad essere **negativa rispetto al target.** In queste condizioni, gli elettroni provenienti dal catodo si terranno lontano dalla zona dell'asticciola e si dirigeranno verso la rimanente superficie del target. Pertanto, tutta la regione intorno all'asticciola ricevendo, per le ragioni sopra dette, un numero di elettroni più ridotto diventerà oscura. L'estensione di questa zona di ombra dipenderà, ovviamente, dal valore della differenza di tensione che viene a stabilirsi tra il target e l'asticciola.

Quando la tensione sull'asticciola è pressocchè identica a quella del target la zona d'ombra (angolo di ombra) risulta molto piccola. Quando invece la tensione sull'asticciola è molto più bassa della tensione presente sul target l'angolo d'ombra è più ampio. Il " bottone " di materiale opaco disposto al centro a mò di cappello sull'estremità superiore del catodo serve da schermo ottico, impedisce cioè che l'osservatore veda il rosso del filamento. Questo " bottone " e la forma circolare del target verde hanno fatto si che questo tubo venisse chiamato " occhio magico ".

L'asticciola si trova più vicino al catodo che al target. Di conseguenza, quando l'asticciola si trova allo stesso potenziale del target si dirigerà verso la regione intorno ad essa un numero di elettroni superiore a quello che si dirige verso il resto del target; in conseguenza di ciò, questa zona sarà più illuminata, e l'insieme apparirà come una " sovrapposizione " di due colori verdi di differente intensità.

Un angolo di ombra esattamente di 0° si ottiene soltanto quando l'asticciola è leggermente negativa rispetto al target. Il target che abbiamo descritto fino adesso è di forma circolare. Gli attuali tubi indicatori di sintonia hanno il target di forma rettangolare ma funzionano essenzialmente in base agli stessi principi. Si hanno inoltre dei tubi che incorporano due complete unità con target rettangolari.

Questi tipi di tubi vengono impiegati in quei circuiti dove " un'ombra " deve essere paragonata otticamente con un'altra.

Il circuito di fig. 16 illustra il funzionamento di un tubo indicatore di sintonia. La tensione continua applicata alla griglia controlla la corrente anodica del triodo. Quando la tensione negativa di griglia è tale da produrre l'interdizione della valvola, la corrente anodica si annulla e anche la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico R diventa 0. In queste condizioni, sull'anodo e sull'asticciola è presente **una stessa tensione** che è poi quella di alimentazione della batteria $V_b$. L'angolo di ombra è di 0° oppure può sovrapporsi.

Quando la griglia diventa meno negativa, comincia a circolare la corrente anodica la quale produrrà ai capi della resistenza di carico R una certa caduta di tensione. In queste condizioni, la tensione presente sull'anodo diventa inferiore a quella della batteria di alimentazione ($V_b$) e l'asticciola

Tubo indicatore di sintonia EM 81 (Philips).

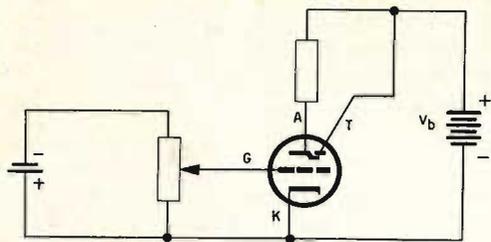



Fig. 16 - Circuito elettrico di principio di un tubo indicatore di sintonia.

collegata all'anodo verrà ad essere negativa rispetto al target collegato direttamente al positivo della batteria di alimentazione; in queste condizioni si avrà un angolo di ombra ben definito. Man mano che la griglia diventa meno negativa, l'angolo di ombra tende ad aumentare.

In fig. 17 sono indicate alcune curve caratteristiche di due tubi indicatori di sintonia; uno è a pendenza variabile, l'altro è a pendenza fissa.

Questi tipi di tubi sono di solito usati come " indicatori di sintonia " nei radioricevitori e, in generale, come indicatori ottici-elettronici in tutti gli altri tipi di apparecchiature elettroniche.

Se, per esempio, la griglia viene mantenuta ad un potenziale fisso (polarizzazione fissa) in modo da aver un angolo di ombra ben determinato, introducendo in serie a questa tensione di polarizzazione fissa una tensione alternata avverrà che l'angolo di ombra comincerà a restringersi od allargarsi( alla frequenza del segnale applicato) rispetto all'angolo d'ombra fissato in precedenza dalla polarizzazione di griglia.

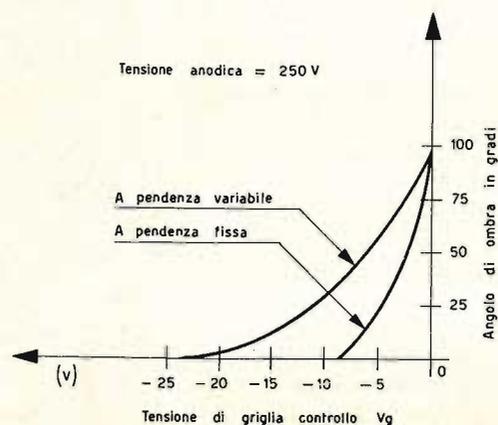
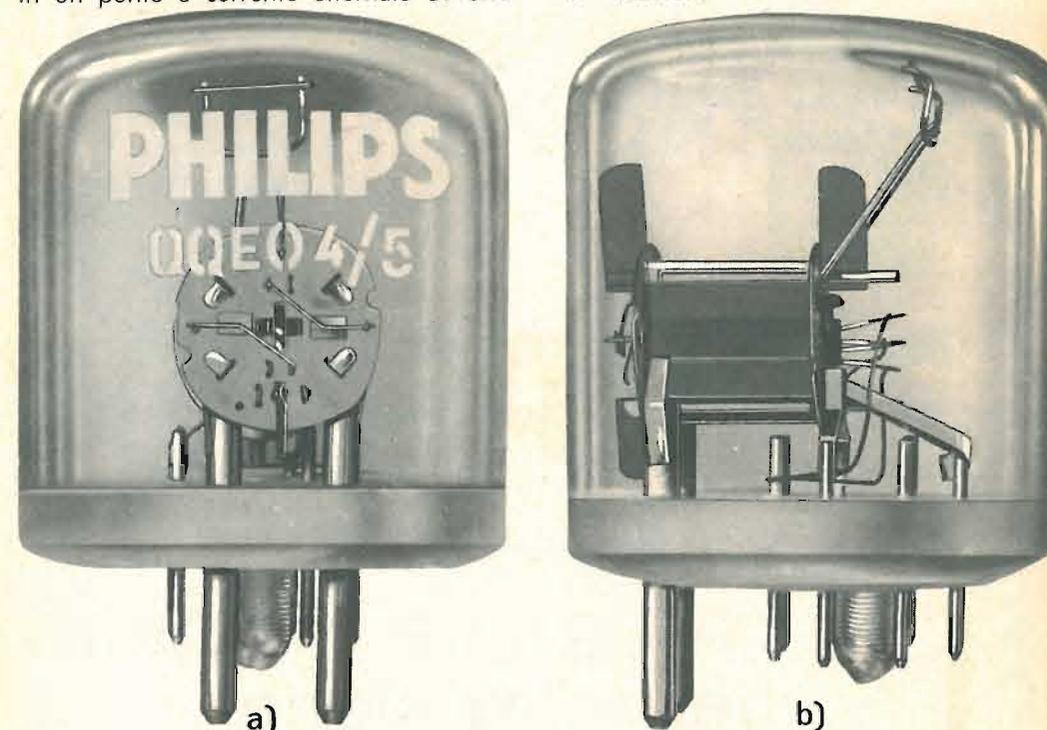



Fig. 17 - Curve caratteristiche di un tubo indicatore di sintonia



Questa rapida fluttuazione della zona d'ombra farà si che il limite di demarcazione tra luce ed ombra risulti indefinito. Quando questo circuito viene impiegato, per esempio, come indicatore di bilanciamento in un ponte a corrente alternata avverrà

che, in condizioni di bilanciamento del ponte, l'indeterminatezza del limite di demarcazione dell'ombra sparirà e l'ombra avrà un angolo con i lati ben definiti; in queste condizioni si suol dire che il ponte è " azzerato "

Doppio tetrodo QQE 04/5 (Philips) da impiegare come oscillatore e amplificatore in UHF a) visto di fronte, b) visto lateralmente.

Dal 1° gennaio 1956 al 1° gennaio 1961 in Francia si è verificato un aumento del 63% degli abbonamenti ordinari alla TV, mentre quelli per apparecchi installati in locali pubblici sono aumentati soltanto del 29%. Questo fenomeno è dovuto, secondo quanto dichiara la RTF, al fatto che gli apparecchi nei caffè e in altri locali del genere sono quasi sempre male regolati e le cattive condizioni di ascolto pare che non soddisfino pienamente il pubblico.

Per la prima volta l'URSS ha comprato del tempo di trasmissione alla TV britannica per fini pubblicitari. Attraverso la TV commerciale britannica si è fatta della pubblicità per la Fiera Campionaria Sovietica, che si tiene a Londra.

# Controllo automatico del CONTRASTO mediante FOTORESISTENZE

Una cellula fotoresistente si comporta come una resistenza il cui valore vari in dipendenza dell'intensità luminosa dalla quale viene investita. Il suo valore è molto alto nell'oscurità e scende ad un valore molto più basso sotto la luce intensa.

Collegando una cellula fotoresistente in parallelo ad un potenziometro destinato alla polarizzazione della griglia controllo della valvola amplificatrice di video-frequenza, la tensione di polarizzazione varierà in funzione della luce emessa che verrà ad investire la fotocellula. Lo schema di un dispositivo, detto « Compensalux », adottato nei ricevitori TEVALUX, funziona secondo questo principio.

Lo schema è illustrato nei suoi particolari elettrici in fig. 1.

La cellula fotoresistente è situata sul mobile del televisore, immediatamente al di sopra di esso, sul lato anteriore. Quando l'ambiente nel quale trovasi a funzionare il televisore è oscuro, la cellula presenta una resistenza elevata e la polarizzazione della valvola EL183 è massima; per conseguenza il contrasto e la luminosità dell'immagine saranno deboli in un ambiente poco illuminato. Per contro, in un ambiente molto in luce, la cellula investita dai raggi luminosi assumerà un valore resistivo più basso, provocando una riduzione della tensione di polarizzazione della valvola EL183 e, quindi, un aumento del contrasto e della luminosità.

La tensione negativa applicata al potenziometro di polarizzazione è ottenuta dal

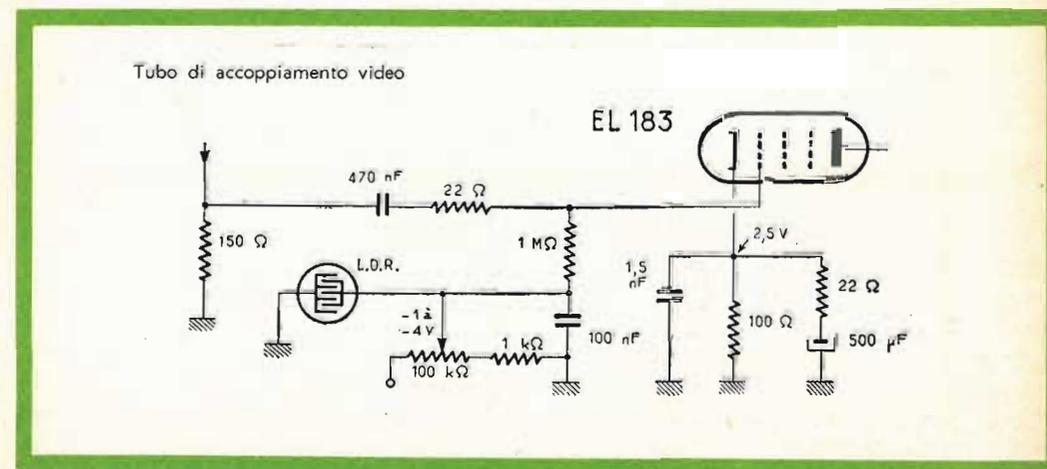



Fig. 1 - Schema di un dispositivo « Compensalux » applicato ad un televisore.

raddrizzamento della tensione alternata a 6,3 V, la stessa che alimenta i filamenti delle valvole. La tensione di polarizzazione negativa è regolabile mediante il potenziometro da 100 kΩ.

La resistenza della cellula è dell'ordine di 5 MΩ quando si trova in piena oscurità. Con una illuminazione di 50 lumen, la resistenza diminuisce per passare a valori compresi fra 50 kΩ e 12 kΩ, a seconda del tipo di cellula impiegato. L'uso di un potenziometro per la regolazione della polarizzazione negativa è dunque indispensabile tutte le volte che si renda necessaria la sostituzione della cellula.

Fig. 2 - Cellula fotoresistiva inserita nel circuito del controllo automatico di guadagno.

**L'impiego della cellula fotoresistiva nel circuito dell'A.G.C.**

Nei televisori **Areso** la fotoresistenza è inserita nel circuito del controllo automatico di guadagno dell'immagine (vedi schema di fig. 2). La tensione negativa, proveniente dalla valvola separatrice, è più o meno compensata dalla tensione positiva proveniente dal cursore del potenziometro regolatore del contrasto. Quando nella regolazione il cursore si trova spostato verso l'estremità del potenziometro a cui è applicata la tensione positiva, la polarizzazione delle valvole amplificatrici di M.F. ha un valore negativo basso, essendo praticamente nulla la tensione fra l'anodo del diodo e la massa. Si ha allora il massimo guadagno e, contemporaneamente, il maggior contrasto, dato che le valvole di M.F. funzionano alla massima pendenza.

Al contrario, se il cursore del potenziometro del contrasto si trova girato verso l'estremità connessa a massa, la tensione del controllo automatico di guadagno diviene negativa e il contrasto diminuisce.

L'uso del diodo impedisce che le valvole si trovino a funzionare in un tratto a tensione positiva, tratto in cui la dissipazione raggiungerebbe valori dannosi. Quando la tensione applicata all'anodo del diodo è positiva, esso diviene conduttivo e per conseguenza porta la tensione del controllo automatico al potenziale di massa e le valvole sono polarizzate esclusivamente dalle rispettive resistenze catodiche.



Nel caso di una debole intensità di campo, è possibile ottenere il massimo guadagno, malgrado la tensione negativa proveniente dalla griglia della valvola separatrice.

Se ora inseriamo la cellula nel punto X, corrispondente al cursore del potenziometro del guadagno, realizzeremo un divisore di tensione, capace di far variare la tensione del controllo automatico di guadagno, in funzione del grado di illuminazione esistente nell'ambiente in cui è installato il televisore.

Nell'oscurità, la cellula fotorestiva ha un valore elevato e la tensione del A.G.C. sulla placca del diodo, è la stessa della griglia della valvola separatrice. Questa tensione negativa, controllando le griglie delle valvole amplificatrici di M.F., fa si che il contrasto sia debole.

Illuminando l'ambiente fino ad una intensità di 50 lumen, la resistenza della cellula scende a qualche migliaio di Ohm e il divisore di tensione invia un potenziale positivo all'ingresso della resistenza di 4,7 MΩ. Questo cambiamento di potenziale modifica il valore del controllo di guadagno applicato alle griglie delle valvole amplificatrici di M.F. e quindi determina un aumento del contrasto e della luminosità dell'immagine, secondo le caratteristiche del tubo a raggi catodici adottato nel televisore.

Il comando automatico del guadagno è ora funzione, oltre che del valore del campo prodotto dai segnali in arrivo al televisore, anche dell'intensità della luce ambiente che investe la cellula fotoresistiva.

La cellula tipo K 1829/2 presenta nella completa oscurità una resistenza di 3 MΩ e, con 50 lumen scende a 2 kΩ. La variazione del contrasto e della luminosità, per il passaggio istantaneo da zero a 50 lumen, corrisponde ad un rapporto da 8 a 10, ciò che è esagerato in ambienti in cui si assiste alla televisione senza luci accessorie.

Questa variazione del contrasto è stata da noi ridotta, collegando in parallelo alla cellula uno shunt costituito da una resistenza di 4,7 MΩ. Per contro, la variazione di contrasto e luminosità ottenuta senza resistenza di shunt, risulta molto indicata per televisori installati in locali pubblici, dove l'illuminazione non varia nelle stesse proporzioni del caso precedente.

La fig. 2 mostra tutti i dettagli di montaggio della cellula fotoresistiva, che si trova schematicamente inserita sul cursore del potenziometro regolatore del contrasto, quindi senza alcuna modifica ai circuiti del controllo automatico di guadagno.

Nel montaggio si può notare come nessuna modifica viene apportata ai circuiti del controllo automatico di guadagno per l'inserimento della cellula. Nello schema il controllo è principalmente portato alle valvole amplificatrici di M.F., mentre per la valvola cascode il controllo è ritardato. Infatti, un controllo normale della valvola cascode produrrebbe una variazione della potenza del suono in funzione del grado di illuminazione dell'ambiente.

**Le fotoresistenze di Heimann.**

Sono delle resistenze fotoconduttrici al cadmio (cadmio calcogenide), costituite da una placchetta avente una superficie ricoperta da tale materiale fotosensibile. Se si aumenta l'energia cinetica di un elettrone di valenza, sia per riscaldamento che per l'azione dei fotoni, sarà possibile l'estrazione dell'elettrone. L'atomo comporta allora un punto di valenza non occupato e questo « buco » è un portatore di carica positiva. La grandezza di questa carica è uguale alla carica negativa dell'elettrone.

Nella struttura cristallina dello strato di cadmio, vi sono degli elettroni liberi e dei buchi. Se si aumenta l'energia cinetica nel cristallo, illuminando la fotoresistenza, il numero degli elettroni liberati dal legame atomico aumenta in proporzione, la resistenza della placchetta diminuisce ed aumenta la conduttività del cristallo.

Trasferendo la fotoresistenza dalla completa oscurità ad una intensità luminosa, corrispondente a 50 lumen, si può ottenere una variazione della resistenza da qualche MΩ a qualche migliaio di ohm. Queste cellule possono funzionare con una tensione di 220 V. per una potenza di 200 mW. (tipo K 1829/2). I limiti di temperatura ambiente sono compresi fra −20 e +60°C.

# "MIXER" PROFESSIONALE

Quando beatamente assisi nella poltrona del cinema di prima visione, vi fate gelare ed umidificare dall'aria condizionata (è un miracolo che non spuntino funghi, ho sempre pensato), ed osservate l'inizio di un Western, noterete più volte qualcosa di simile: la immensa prateria corre verso di voi: verde, di un verde assoluto, che nulla concede, VERDE.

Lo speaker annuncia:

« Nel 1860, le fertili pianure dell'Oregon attirarono i primi eroici pionieri, che con le famiglie ed i carri forgiarono una nuova era, per queste terre mai calcate dal piede dell'uomo bianco... ».

Frattanto, una musichetta allegra (Oh Susannah, oppure My Rocky Mountains) punteggia la voce profonda (fa tanto pioniere) « dell'introduttore »: e il tutto si fonde e vi dispone l'animo a vedere sparatorie, incendi ed epici pugilati: non sarebbe così, se mancasse l'apporto della voce suadente; e non lo sarebbe nemmeno se la musichetta di banjo ed armonica non avesse aggiunto un « colore » proprio, alla inutile e pesante spiegazione quasi storica enunciata con enfasi dal « fine dicitore ».

Quando invece siete a casa la sera, con la cravatta allentata e gli occhi stanchi, ed ascoltate distrattamente la voce di Rosalba Oletta che si dissolve in una musica rosata non lo credereste, ma c'è un punto di contatto con il Western di poco fa.

E qual'è questo punto? semplice, la somma voce più suono, « mescolati » fra loro con intensità variabili: dissolvente la voce o la musica, secondo l'importanza di ciascuno.

Molti amatori dell'audio conoscono molto bene il circuito che dà la possibilità di queste « somme ad effetto psicologico »: è il mixer; o detto all'italiana « miscelatore ».

Un buon mixer a diversi ingressi è particolarmente interessante per incisioni al magnetofono; per esempio, chiunque può cantare con Artie Show anche se non si chiama Sinatra, semplicemente iniettando il suono su un canale e cantando nell'altro: dopo alcuni tentativi di « sincronismo » si ottengono molto spesso effetti strabilianti; anche chi suona uno strumento, armonica, piano, chitarra, o che altro, può adoperare un mixer per « suonare accompagnato » dall'orchestra che preferisce.

Il mixer poi, è la manna dei cineamatori (ed è infatti usato anche nel cinema « grande » in gran copia). Con questo apparecchio ed un pochino di fantasia, infatti, si può ottenere una sonorizzazione da

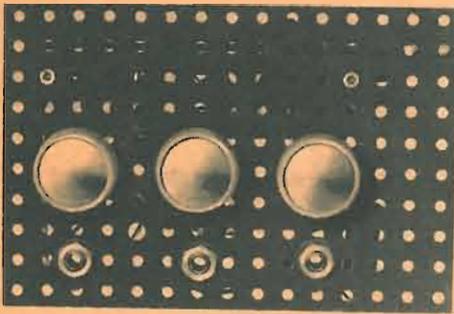



Fig. 1 - Vista frontale del pannello del mixer.

« studios » in qualsiasi pellicola da dilettante.

Ora però, pur senza particolari doti medianiche, prevedo che il lettore sarà un pochino seccato di avere letto tutto questo senza che il benedetto mixer sia « saltato fuori », e mi affretto a descriverlo.

Dunque: un mixer in pratica, è un preamplificatore con diversi ingressi; ogni ingresso è separato ed ha un controllo proprio di volume, che servirà, nell'uso, a dosare la « profondità » di suono che viene dal « canale ».

Collegando ad un ingresso la musica proveniente da un pick-up, iniettando in un altro la propria voce tramite un microfono, ed usandone un altro ancora per introdurre qualche effetto di « eco » o « vibrato » o « rumori-ambientali », avremo dei risultati difficili da immaginare: che vi consigliamo di provare per rendervi conto di questo nuovo e divertentissimo hobby, nell'hobby dell'elettronica: la « sonorizzazione ».

Dopo tanta tirata introduttiva, è ovvio che in questo articolo tratteremo la costruzione di un mixer: ma prima, per chi vuole approfondirsi un pochino in argomento, esporremo quelle che sono le premesse teorico-pratiche per progettarne uno.

Le difficoltà, innanzi tutto.

Sono da evitare:

1) L'interazione fra gli ingressi che devono essere assolutamente divisi ed indipendenti.

2) Il fruscio di fondo, che verrebbe amplificato con i segnali divenendo un brusio inaccettabile.

3) Il « taglio » dovuto alla non-linearità degli stadi « mixer »: più che mai dannoso in un congegno del genere, che deve poter amplificare musica, voce, effetti: in sostanza, una banda estremamente larga.

Nel preamplificatore-mixer che presentiamo, i tre punti negativi li abbiamo « aggirati » con questi accorgimenti:

1) Siccome sono da prevedere ingressi ad alta impedenza, in linea generale, le resistenze che bilanciano l'impedenza d'ingresso del transistore TR1 (cioè R4-R5-R6) fungono da separatrici per gli ingressi con ottimo risultato.

2) Il fruscio ed i rumori di fondo, sono evitati adottando i transistori (quindi niente ronzio,, data l'alimentazione a pila) e scegliendo tra i vari tipi il 2G109 della SGS che ha un basso livello di rumore proprio.

3) Per rendere piatto e largo il responso, sono applicate al preamplificatore due tensioni a controreazione: la prima è « generica » ed è applicata attraverso R7, la seconda deriva dallo studio specifico del circuito: avendo appurato che l'amplificatore tendeva a riprodurre meglio gli acuti che i bassi, abbiamo previsto il circuito C4-R11 che applica 7 o 8 dB di controreazione agli acuti, appiattendo la curva di responso sullo spettro audio.

Con queste precauzioni, il mixer amplifica i segnali compresi tra 20 Hz e 13000 Hz circa, con un paio di dB di variazione: il che è da ritenere buono per tutte le applicazioni.

L'alimentazione del mixer è autonoma, per non complicare le connessioni: è assicurata da una pila da 9 V « standard » per ricevitori tascabili, che dà un'autonomia enorme al complesso, dato che il consumo si aggira sui 2 mA!

La costruzione del mixer sperimentale, è basata su di un riquadro di plastica forata: il tutto si può osservare nelle fotografie che illustrano il testo.

Non vi sono particolari difficoltà costruttive, nè particolari accorgimenti: tutto dovrà funzionare d'acchito, se le connessioni

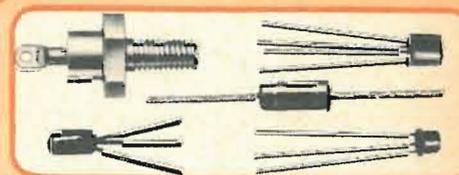
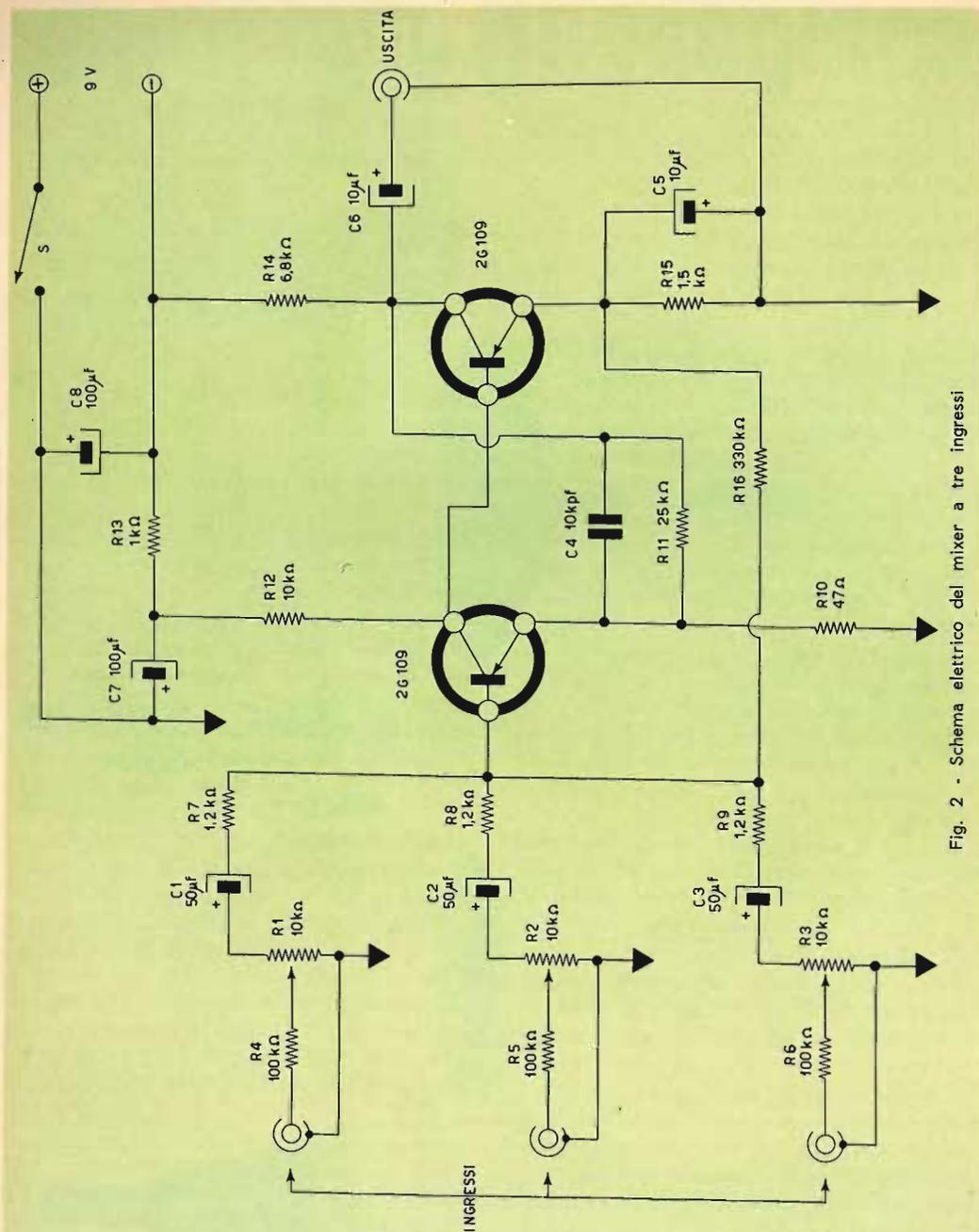



Fig. 2 - Schema elettrico del mixer a tre ingressi

sono esatte. Però è bene che il lettore che intende duplicare questo soggetto, usi una scatoletta in lamiera; quale contenitore, altrimenti il mixer potrebbe raccogliere un forte ronzio, indotto dagli organi di alimentazione dell'amplificatore, o dai motorini ecc. ecc.

Il pericolo è più che mai presente, perchè l'ingresso è ad alta impedenza, quindi quanto mai « adatto » a raccogliere segnali spuri.

Per la stessa ragione, si dovrà usare cavetto schermato per tutte le connessioni d'ingresso e d'uscita.



# PENTODI CON GRIGLIA A QUADRO

# EF 183 EF 184

Nei ricevitori per televisione progettati per ricevere segnali con caratteristiche corrispondenti alle norme del C.C.I.R., la portante video di media frequenza viene fissata generalmente alla frequenza di 38,9 MHz. La larghezza di banda, a —3 dB, dell'intero amplificatore di media frequenza, deve essere possibilmente di 4,5 MHz. Una larghezza di banda inferiore causerebbe una perdita di definizione dell'immagine, mentre una larghezza di banda superiore richiederebbe prestazioni particolarmente rigorose da parte dei circuiti di reiezione (trappole). Quest'ultimi, come è noto, vengono inseriti per adempiere le seguenti funzioni:

a) Attenuazione della portante audio nella misura di circa 25 dB. Questo segnale è posto ad una distanza di 5,5 MHz dalla portante video, ed in media frequenza ha la frequenza di 33,4 MHz.

b) Soppressione della portante video del canale adiacente superiore, con attenuazione di almeno 40 dB. Questo segnale si trova ad una distanza di 7 MHz dalla portante video del canale da ricevere ed in media frequenza ha la frequenza di 31,9 MHz.

c) Soppressione della portante audio del canale adiacente inferiore, con attenuazione di almeno 40 dB. In questo caso il rischio di una interferenza visibile sull'immagine causata da questa portante è notevole, dato che essa si trova a soli 1,5 MHz dalla portante video ed in media frequenza ha la frequenza di 40,4 MHz.

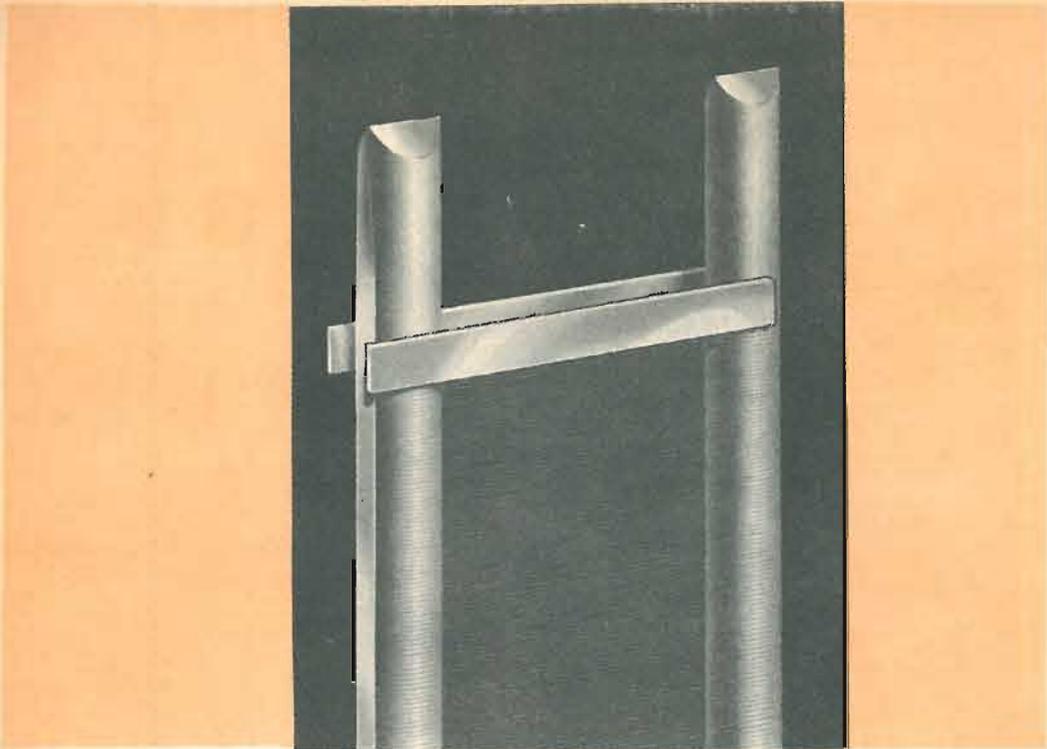



Fig. 1 - Parte di una griglia " a quadro " fortemente ingrandita. Mentre in una griglia convenzionale il filo stesso che forma la griglia fa da supporto, in una griglia " a quadro " il filo, molto sottile, viene avvolto su di un telaio (quadro) che forma il vero sostegno della griglia. Ciò consente di poter usare un filo molto sottile (10 $\mu$) e, conseguentemente la pendenza della valvola risulta molto aumentata.

La curva di risposta dell'amplificatore di media frequenza deve essere praticamente lineare entro una banda di 3 MHz.

### Guadagno

Il maggiore o minore guadagno dipende, in gran parte, dalle prestazioni richieste dal ricevitore.

Nei ricevitori di classe, in quelli cioè che consentono di ottenere immagini di ottima qualità anche quando, nelle zone marginali, il segnale diminuisce temporaneamente sino a raggiungere valori del medesimo ordine di grandezza del livello del disturbo, il C.A.G. deve entrare in funzione non appena il segnale supera questo livello. Il valore di questo disturbo può essere ritenuto equivalente ad una f.e.m. di 10 $\mu V_{eff}$ applicata ai morsetti di un'antenna di 300 $\Omega$, mentre il C.AG. entra in funzione con un segnale sul diodo rivelatore, compreso tra 3 e 5 $V_{eff}$. In questi ricevitori il guadagno complessivo richiesto dagli stadi di alta frequenza e di media frequenza alla frequenza della portante, risulta quindi pari a $3/10^{-5}$ = 300000. Supponendo inoltre che la f.e.m. presente ai morsetti d'antenna venga amplificata 15 o 20 volte nello stadio di alta frequenza equipaggiato con una PCC 88, il guadagno effettivo (alla frequenza della portante video) realizzato nell'amplificatore di media frequenza, tenuto conto dell'azione delle trappole e del guadagno di conversione, raggiunge approssimativamente il valore di 15000.

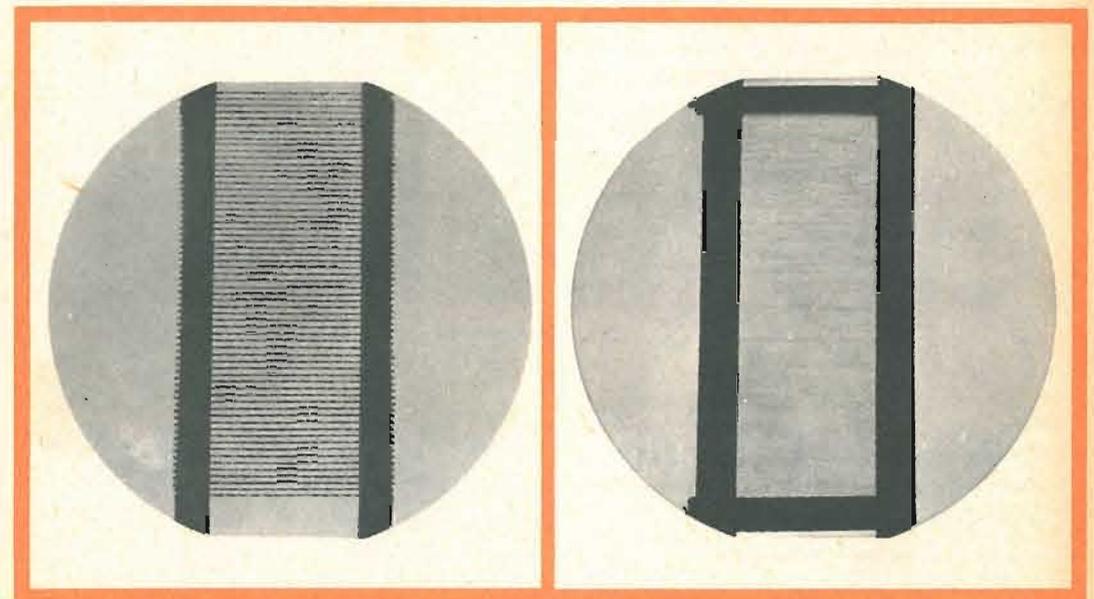
Non è conveniente aumentare l'amplificazione in media frequenza oltre questo valore poichè, se ciò si verificasse, la stessa tensione di disturbo farebbe entrare in funzione il C.A.G. e l'amplificatore di media frequenza verrebbe a trovarsi permanentemente sotto controllo. In queste condizioni, in presenza di segnali di notevole intensità, il C.A.G. non funzionerebbe correttamente e sarebbe difficile avere una buona stabilità dell'amplificatore di media frequenza.

Il limite superiore del guadagno dell'amplificatore di media frequenza in base a queste considerazioni, risulta quindi ben definito nei ricevitori di classe mentre non è definito altrettanto esattamente nei ricevitori di costo medio. In questi ricevitori si può però ritenere soddisfacente un guadagno complessivo di media frequenza di 1500 alla frequenza della portante, ossia 10 volte inferiore a quello assegnato ai ricevitori di classe. Il C.A.G., in questo caso, entra in funzione quando il rapporto segnale/disturbo è di circa 20 dB, ossia non appena la qualità della ricezione diventa accettabile.

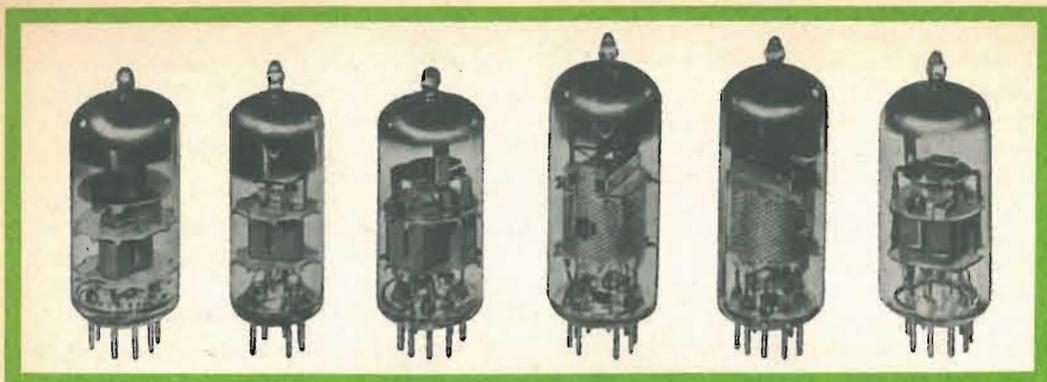
Quando i segnali sono di notevole intensità non devono verificarsi interferenze derivanti da fenomeni di intermodulazione, dovuti sia all'influenza dell'audio sul video, sia a quella del video sull'audio. Vero è che quest'ultimo inconveniente può essere eliminato nell'amplificatore audio, dal discriminatore, ma ciò presuppone uno stadio limitatore molto efficiente. Inoltre non devono verificarsi interferenze dovute sia alla portante video che alla portante audio dei canali adiacenti

## SCELTA DELLE VALVOLE PER L'AMPLIFICATORE DI MEDIA FREQUENZA VIDEO

### Valvole con griglia convenzionale

Nei ricevitori di classe si sono impiegati fino ad oggi amplificatori di media frequenza a quattro stadi Con quattro pentodi per alta frequenza EF 80, due o tre dei quali controllati dalla tensione del C.A.G. è possibile realizzare un ricevitore che soddisfa a tutte le esigenze in precedenza indicate pur impiegando trasformatori di accoppiamento di media frequenza ad unico accordo. Qualche volta, per avere un funzionamento migliore agli effetti della intermodulazione, si sostituisce un pentodo a pendenza variabile (EF 85) alla prima EF 80 controllata dalla tensione del C.A.G.

a)

b)

Griglia convenzionale a) e griglia a quadro b) come appaiono sullo schermo di un microscopio a proiezione impiegato per il controllo ottico.

Alcuni tipi della nuova serie di valvole con griglia a quadro per televisione (da sinistra nell'ordine E/PC 86, E/PC 95, E/PCC 88, EF 183/184, E/PCC 189).

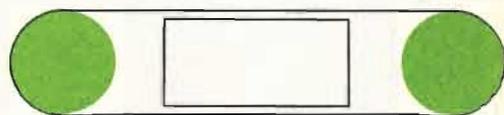
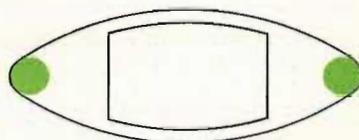
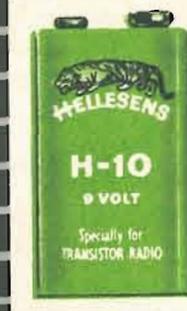
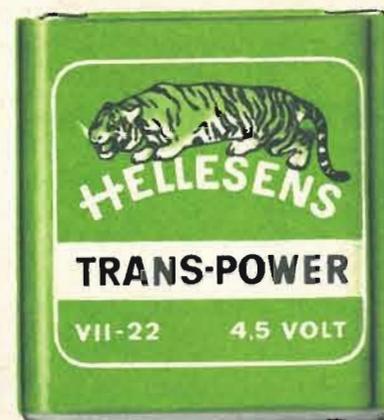
Nei ricevitori meno elaborati si impiega, nella stragrande maggioranza dei casi, un amplificatore di media frequenza a tre stadi equipaggiati con valvole EF 80, una o due delle quali controllate dalla tensione del C.A.G. Con un amplificatore siffatto, impiegando filtri passa-banda a doppio accordo è possibile ottenere un guadagno complessivo di 1500, nonchè una curva di risposta molto soddisfacente

Nelle zone situate in prossimità del trasmettitore sono stati impiegati, qualche volta, ricevitori con amplificatori di media frequenza equipaggiati con sole due valvole EF 80; naturalmente l'amplificazione ottenuta in questo caso era sufficiente solo per la ricezione del trasmettitore locale.

Ogni altro sostanziale progresso nella semplificazione dell'amplificatore di media frequenza può essere compiuto soltanto impiegando valvole a pendenza notevolmente più elevata. Se teniamo presente che la conduttanza mutua della EF 80 è di 7,4 mA/V, valore considerevolmente elevato per un normale pentodo per alta frequenza, appare giustificata la necessità di impiegare amplificatori di media frequenza video a quattro stadi nei ricevitori di classe ed a tre stadi in quelli a costo medio.

**Valvole con griglia a quadro**

Questo problema è stato brillantemente risolto con l'introduzione delle valvole EF 183 ed EF 184, progettate espressamente per la realizzazione di amplificatori di media frequenza video dei ricevitori per televisione. Questi due nuovi pentodi sono provvisti di griglia a quadro, come la valvola « cascode » PCC 88 (doppio triodo per alta frequenza).

Questo tipo di griglia è formato da un solido telaio, costituito da due sostegni rigidi tenuti paralleli da due barre disposte trasversalmente; su questo telaio o quadro viene avvolto il filo di griglia del diametro

In alto è indicata la sezione ingrandita di un sistema catodo-griglia controllo in un comune pentodo; in basso è indicata la stessa sezione di un sistema elettrodico con griglia a quadro. Come si vede in questo secondo caso la distanza griglia-catodo è molto minore, e ciò consente un maggior valore della pendenza della valvola.

di soli 10 $\mu$. Questa costruzione consente un distanziamento estremamente ridotto ed accurato tra griglia e catodo senza introdurre rischi di cortocircuiti tra questi due elettrodi, nonostante le notevoli variazioni di temperatura alle quali questi elettrodi sono soggetti. Si riesce quindi ad ottenere una pendenza molto elevata con valori normali di potenza di accensione del filamento. Per queste caratteristiche è evidente che tali valvole possono dare prestazioni molto superiori a quelle delle comuni EF 80.

La valvola EF 184 è un pentodo ad elevata pendenza con una conduttanza mutua di circa 15 mA/V, mentre quella della EF 80 è di 7,4 mA/V; nonostante questo elevato valore della pendenza, la conduttanza d'ingresso risulta di poco superiore a quella della EF 80.

La valvola EF 183, con griglia a quadro a passo variabile, è stata progettata per essere impiegata negli stadi controllati dalla tensione del C.AG. Questo pentodo per alta frequenza a pendenza variabile, ha una pendenza massima di circa 12,5 mA/V ed una conduttanza d'ingresso uguale a quella della EF 80.

Per mantenere basso il valore della conduttanza d'ingresso di queste valvole, sono state prese speciali precauzioni. Oltre ai normali accorgimenti, come quello di munire il catodo di due piedini, si sono conseguiti notevoli miglioramenti inserendo un'induttanza aggiuntiva nel terminale della griglia-schermo; a tale scopo il collegamento tra griglia-schermo e piedino è disposto in modo da formare una spira.

In queste valvole sono state prese inoltre precauzioni per ridurre al minimo la tendenza alla microfonicità; allo scopo si è inserito un distanziatore supplementare di mica del tipo « a dito » che sopprime eventuali vibrazioni del catodo e delle griglie.

La capacità anodo-griglia $C_{ag1}$ è inferiore a 5 mpF. Tra i vari accorgimenti adottati per ottenere questo basso valore, è da segnalare l'introduzione di piccoli schermi disposti alle estremità della griglia-schermo e della griglia soppressore: detti schermi sono talmente piccoli che gli elettroni che dalla griglia-schermo si dirigono verso l'anodo non vengono respinti verso lo schermo, evitando in tal modo di far circolare una eccessiva corrente nella griglia-schermo medesima. Impiegando quindi la EF 183 e la EF 184, è possibile risparmiare uno stadio nell'amplificatore di media frequenza senza peraltro sacrificare alcunchè nelle prestazioni dell'amplificatore di media frequenza.

- Da un annuncio apparso su di un giornale canadese: — Cambierei televisore nuovo con grosso cane lupo che tenesse lontani dalla casa i rivenditori di televisori —.
- **In Cina possedere un televisore è segno di grande benessere; per questo si trovano in vendita anche televisori finti da collocare nel salotto.**
- I 220.000 televisori svizzeri nell'autunno del 1963 trasmetteranno anche short pubblicitari che andranno in onda dalle 19 alle 20 di ogni sera. Attualmente la TV Svizzera trasmette dalle 20 alle 22. Gli inserzionisti pubblicitari hanno già prenotato per un anno tutto il tempo disponibile; si è appurato che i maggiori prodotti reclamizzati saranno i cosmetici. Le donne svizzere, reputate non molto belle, avranno buone possibilità per il loro futuro.
- **L'Austria vuole anticipare alle 19 l'ora di inizio dei programmi televisivi. La ragione? Più tempo disponibile per la pubblicità.**
- L'Uganda, che diventerà indipendente il 9 ottobre, sta facendo spese colossali per perfezionare le proprie trasmissioni radiofoniche. In pochi mesi sono stati spesi per questo scopo 525 milioni di lire.



# AMPLIFICATORE INSERIBILE Z/155-1 *e suoi impieghi*

Nel numero 6-1961 di questa rivista, è stato ampiamente descritto l'amplificatore a transistor Z/155-1 e ne sono state illustrare varie applicazioni, in particolare nel campo della amplificazione a bassa frequenza; poichè però le possibilità dello Z/155-1, dal punto di vista dell'amplificazione in c.c. sono numerose, riteniamo opportuno descrivere altre interessanti applicazioni relative al comando di relé e di strumenti con segnali di entità assai piccola.

Per esempio, inserendo un relé della resistenza di 200 ohm sul circuito di collettore dell'ultimo stadio, si può ottenere la piena eccitazione o la diseccitazione del relé con un segnale di soli 50 microampère, e cioè un guadagno in corrente di circa 57 dB, il che permette di effettuare il comando direttamente con organi sensibili molto deboli come fotodiodi e simili, con una notevole prontezza di risposta dato l'accoppiamento diretto fra i due stadi dell'amplificatore.

Nella fig. 1 riportiamo lo schema dell'amplificatore riferendoci ai piedini dell'attacco octal che ne contraddistingue la immediata inseribilità nel circuito, e la connessione al relé, alla alimentazione ed all'organo di comando, il quale ultimo può essere connesso in modo da dar luogo, in riposo, alla eccitazione od alla diseccitazione del relé.

Per comprendere questa possibilità, è necessario ricordare che l'amplificatore in questione comprende due stadi ad accoppiamento diretto e controreazionati, il che causa, in assenza di segnale, la interdizione del primo stadio e la conduzione del secondo, con conseguente eccitazione del relé in assenza di segnale.

Quindi, se si vuole invece che sia il segnale a provocare la eccitazione del relé, è necessario ottenere, in periodo di riposo, la conduzione del primo stadio e quindi l'annullamento di tale conduzione per effetto del segnale opportunamente applicato.

In ogni modo l'una o l'altra delle due possibilità è ottenibile con facilità senza l'uso di componenti addizionali.

Per adattare l'amplificatore al comando di un relé è pertanto necessario connettere il relé, preferibilmente da 200 ohm ed adatto a funzionare ad una tensione di circa 6 Volt, fra i piedini 1 e 3, ossia in serie al circuito di collettore dell'ultimo stadio, avente in parallelo un diodo per smorzare i transitori di tensione, ed applicare una resistenza di 68 Ohm, 1 Watt, fra i piedini 6 e 7 per portare al giusto valore, nell'uso del relé, l'effetto di controreazione fra gli stadi.

L'alimentazione a 12 Volt è fatta sui piedini 3 e 2, o 3 e 7, ed il comando applicato sugli estremi A-B o B-C come diremo in seguito. Piedini 2 e 7 +; piedini 3—.

Per ottenere, insieme allo scatto del relé, indicazioni da uno strumento proporzionali ai valori del segnale, lo strumento stesso va applicato fra C e D, ossia in parallelo alla resistenza aggiunta da 68 Ohm, come, ugualmente, sarà chiarito in seguito.

L'assorbimento massimo di corrente per un pieno funzionamento del relé, non supera i 40 mA a 12 Volt, corrispondente a 480 mW di potenza.

Chiariamo ora le varie applicazioni che, a titolo di esempio, sono state considerate per comando da fotodiodo, fotoresistenze, captatore di umidità, termistori e mi-

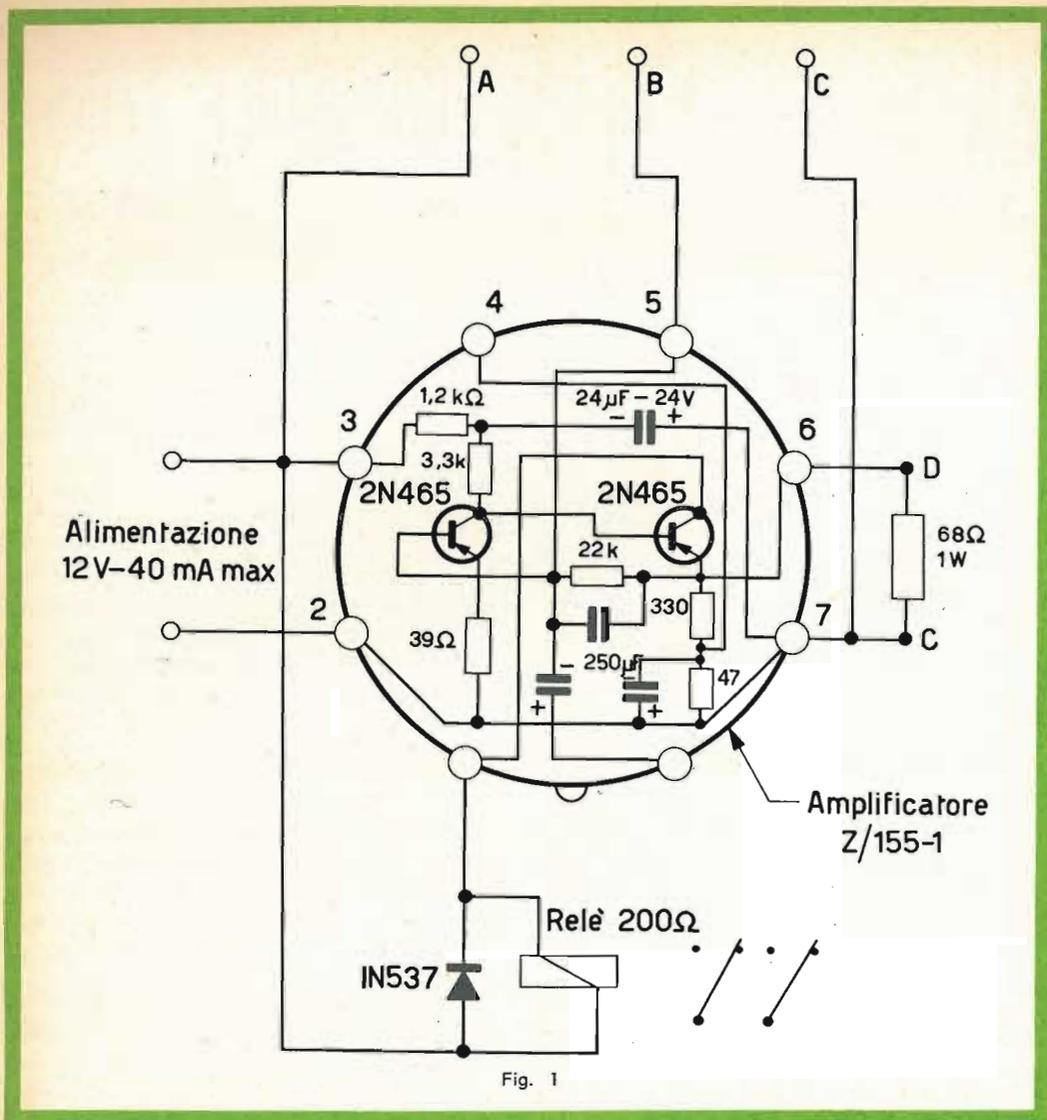



Fig. 1

crofoni, ma che possono essere, come è ovvio, considerevolmente estese in molti altri campi, essendo sufficiente per il comando, una potenza non superiore ai 0,5 milliWatt.

Nelle figg. 2 e 3 sono indicate le connessioni da fare, agli estremi di comando, di un fotodiodo, rispettivamente per il relé **eccitato** in riposo e relé **diseccitato** sempre in riposo: il primo caso deve essere applicato quando il fotorelé risultante viene usato per sbarramento di locali con luce visibile o con raggi infrarossi, in quanto la presenza del raggio luminoso sul fotodiodo mantiene il relé non attratto, mentre la eccitazione del relé è provocata dall'occultamento dello stesso raggio.

Nel caso della fig. 2, per fotodiodo è stato adoperato un 3F2 della Thompson, ma può essere usato anche un tipo analogo, applicato fra A e B con in serie una resistenza di 120 kΩ, ossia fra il negativo della alimentazione e la base del primo transistore: quando il fotodiodo è eccitato e quindi conduce, la base del primo transistore viene polarizzata negativamente, causando la interdizione del secondo transistore e pertanto il rilascio del relé.

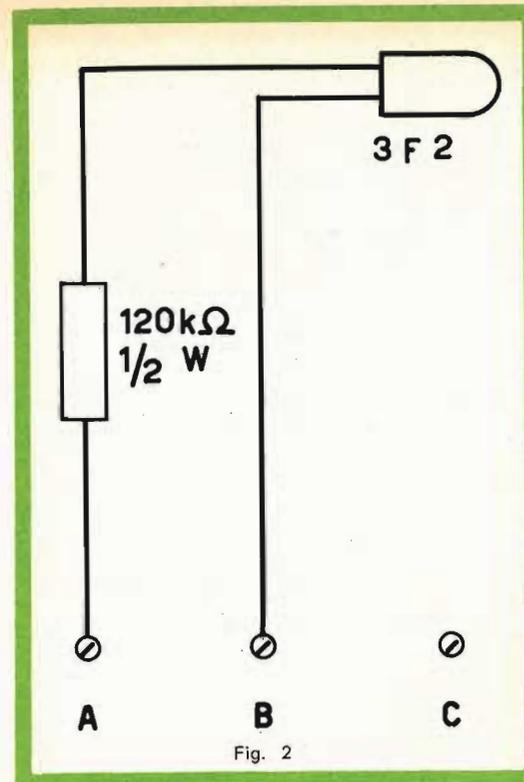



Fig. 2

Questo viene immediatamente attratto quando il raggio luminoso viene occultato.

Nel caso della fig. 3, il fotodiodo è incluso fra B e C, ossia fra la base del primo transistore ed il positivo comune, per cui alla eccitazione del fotodiodo, il circuito di base del primo transistore viene portato ad un basso valore di impedenza.

In condizioni di riposo, la stessa base è polarizzata attraverso la resistenza di 220 kΩ, il che dà luogo alla conduzione del primo transistore ed alla interdizione del secondo e quindi alla non attrazione del relé: a fotodiodo illuminato, il valore della polarizzazione viene fortemente diminuito con conseguente interdizione del primo transistore, conduzione del secondo ed eccitazione del relé. Con il tipo di relé considerato, l'insieme può effettuare fino a 100 impulsi al secondo, data la assoluta assenza nel circuito, di altri organi con costante di tempo.

Fig. 3

Una maggiore sensibilità, ma una minore rapidità di risposta, può essere ottenuta adoperando una fotoresistenza anziché un fotodiodo, come nel caso della fig. 4 che prevede l'uso di una piccola fotoresistenza.

Un segnalatore, con comando di relé, di umidità eccessiva, può essere realizzato applicando fra gli estremi A e B un captatore di umidità a carta assorbente come quello descritto a pag. 694 del predetto n. 6-1961 di questa rivista, con in serie una adatta resistenza per contenere il valore della polarizzazione al giusto limite.

La resistenza in serie è in questo caso parzialmente frazionabile per mezzo dell'interruttore I allo scopo di ottenere la diseccitazione del relé a due differenti gradi di umidità: alla resistenza r1 può essere dato un valore dai 50 agli 82 kΩ a seconda dei casi.

Il relé è naturalmente eccitato con umidità scarsa, e diseccitato quando il grado di umidità sale oltre il limite determinato dal valore delle resistenze in serie.

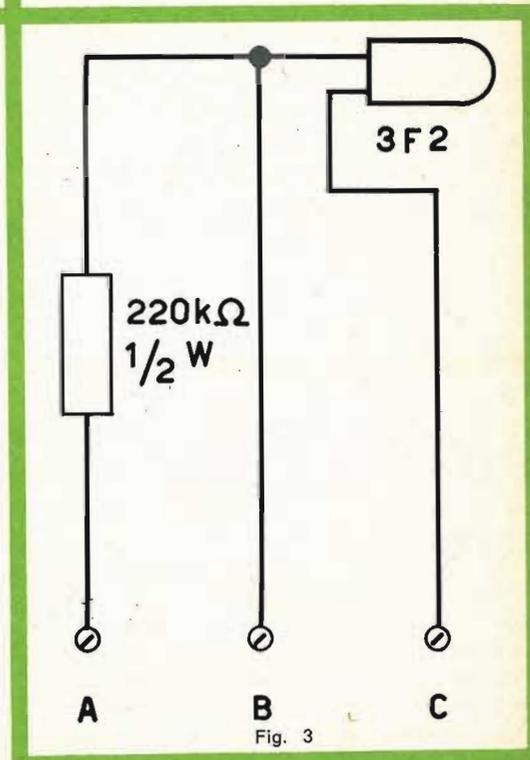
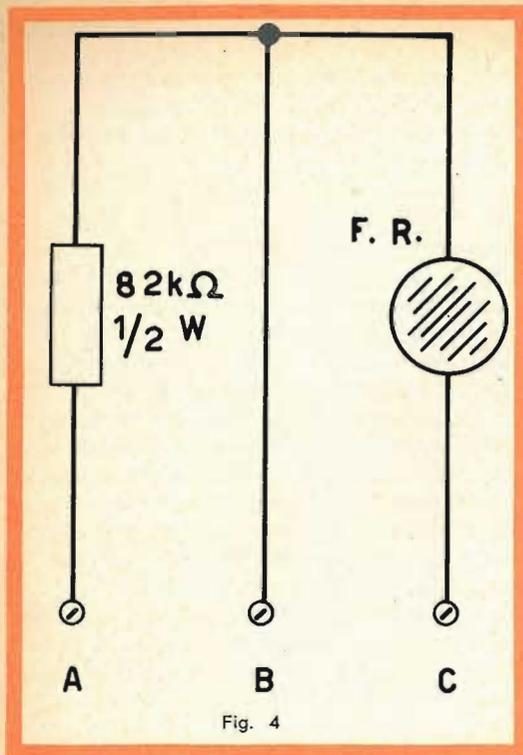



Fig. 4

Un **termostato** assai preciso può essere realizzato mediante un termistore, come indicato nella fig. 6, secondo il cui circuito il relé viene eccitato quando la temperatura supera un limite prefissato.

Il termistore da adoperare deve essere del tipo da ½ W con una resistenza di 10 kΩ a 25°, e la temperatura di scatto è determinabile a mezzo del potenziometro P connesso a resistenza variabile, ad andamento lineare e del valore massimo di 0,25 MΩ.

A temperatura ambiente il termistore ha un alto valore di resistenza, 10 kΩ, e quindi mantiene il valore della polarizzazione sulla base del primo transistore ad un valore sufficiente a causarne la conduzione, e di conseguenza la diseccitazione del relé: al salire della temperatura la resistenza del termistore diminuisce, diminuendo quindi il valore della polarizzazione, fino a determinare la quasi interdizione del primo transistore e perciò l'attrazione del relé.

L'ottenimento di questa condizione può essere variato entro larghi margini, variando il valore di P, come è ovviamente deducibile.

Anche se la elevazione della temperatura procede lentamente, non vi è nessuna possibilità di instabilità nella attrazione del relé che avviene sempre nettamente.

Nella fig. 7 è mostrato l'uso dell'amplificatore Z/155-1 come fonorelé selettivo.

Un microfono magnetico M della impedenza di 600 ohm, tipo facilmente reperibile in commercio, pilota un transistore tipo 2N362 o simile, per es. OC71, il quale a sua volta comanda la base del primo transistore dell'amplificatore attraverso un trasformatore ad accoppiamento lasco ed a circuiti primario e secondario accordati, e ad un diodo di polarizzazione.

Il trasformatore T a circuiti accordati, ha lo scopo di rendere selettivo il funzionamento del fonorelé che nel caso in questione è accordato sui 2.000 Hz (fischio).

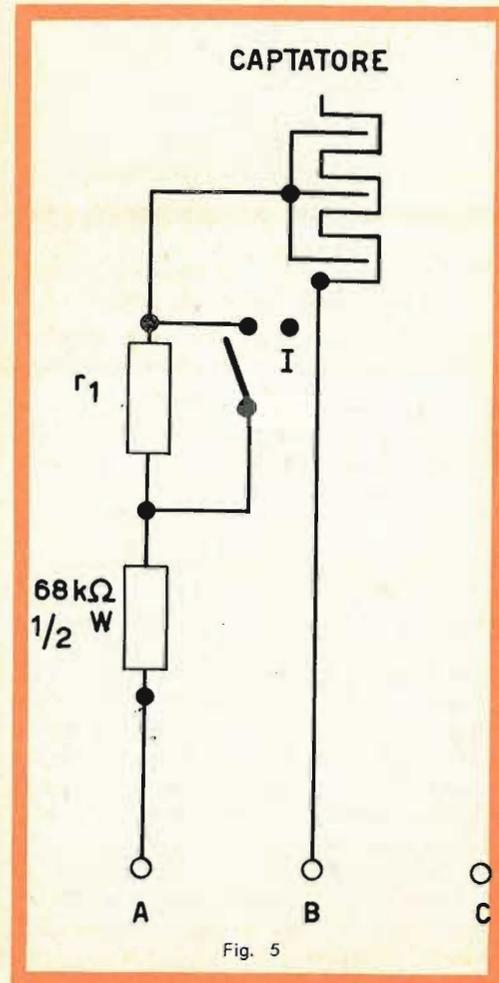



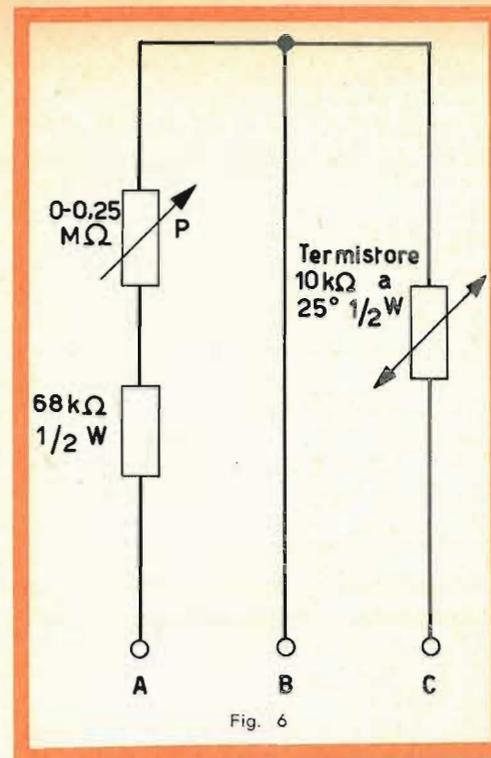
Fig. 5



Fig. 6

Il relé è eccitato in riposo e diseccitato in presenza di segnale.

Il trasformatore T può essere costituito da un buon trasformatore di accoppiamento fra transistori, primi stadi, al cui circuito magnetico sia stato praticato un traferro di almeno 0,3 mm: il secondario deve avere un numero di spire metà del primario, e questo può essere costituito da 450 spire circa.

Il condensatore C3 deve essere a carta di 50 KpF ed il condensatore C4, dello stesso tipo, di 200 KpF: l'accordo, la selettività e la sensibilità, possono essere regolati variando il traferro entro stretti limiti.

E' veramente notevole il grado di sensibilità raggiungibile.

L'eccitazione o la diseccitazione del relé è determinata soltanto dal raggiungimento di una determinata condizione da parte dell'organo di comando, per cui non può essere segnalato o conosciuto il passaggio attraverso condizioni intermedie: la opportuna aggiunta di uno strumento indicatore permette invece di leggere in qualsiasi momento il livello raggiunto, in tensione, in corrente o in resistenza, nell'organo di comando nelle più diverse condizioni comprese fra le estreme che danno luogo alla eccitazione od alla diseccitazione del relé, e ciò anche quando il livello di energia raggiungibile nell'organo di comando sia tale da non permettere il pilotaggio diretto di uno strumento.

L'applicazione di questo, sotto forma di un microamperometro in corrente continua di 500 microampère in fondo scala, è mostrata nella fig. 8, lo strumento essendo virtualmente posto in parallelo alla resistenza aggiunta da 68 Ohm applicata in parallelo al circuito di emettitore dell'ultimo transistore, piedini 6 e 7 o estremi D e C.

Il montaggio diretto in parallelo non può, però, essere fatto perché il valore della corrente nel circuito di emettitore a transistore interdetto non scende mai a zero, ed è quindi necessario prevedere un regolatore dello zero dello strumento, costituito dalla rete di resistenze da 3,3 KΩ e 27 Ω e potenziometro a filo da 100 Ohm, connessa fra il negativo ed il positivo della alimentazione, piedini 3 e 7 o estremi A e C.

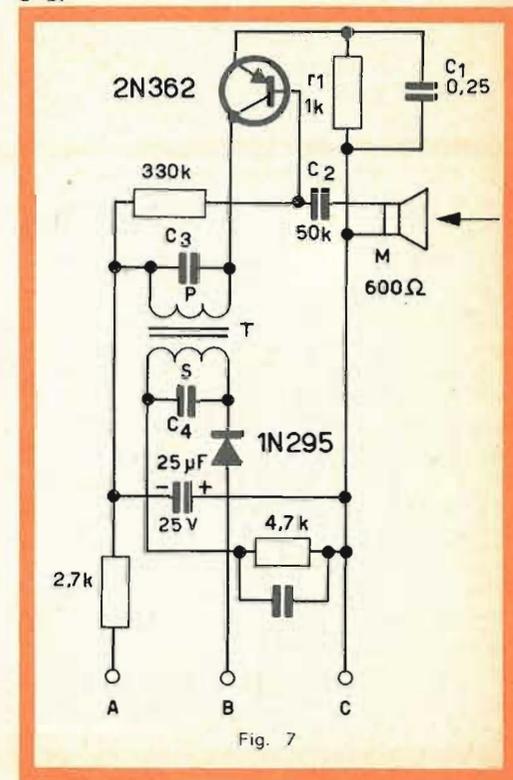



Fig. 7

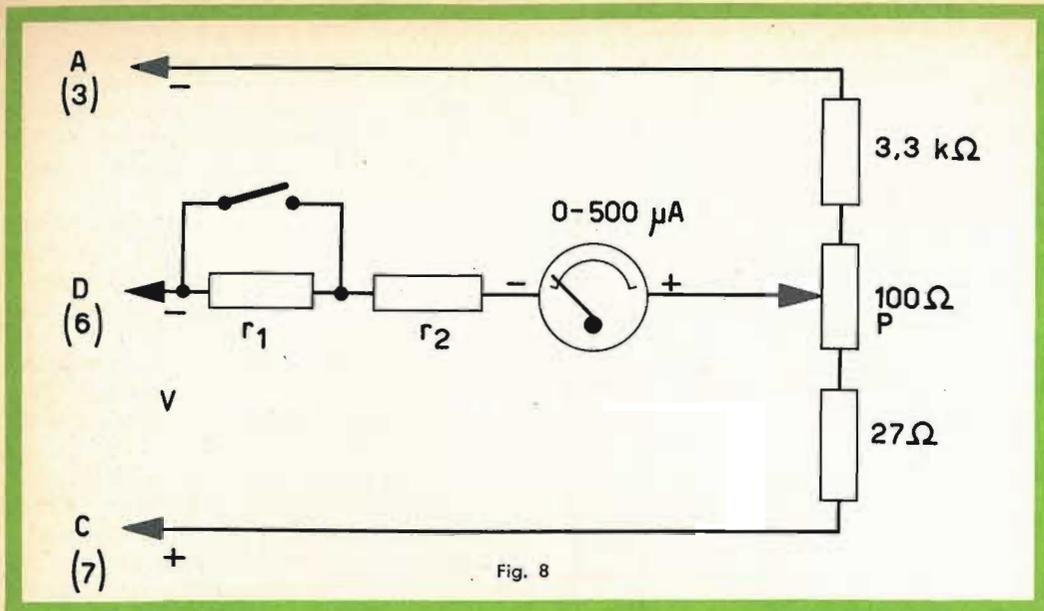



Fig. 8

In serie al microamperometro sono poste le due resistenze r1 ed r2 da 1500 Ohm ciascuna, una delle quali cortocircuitabile per poter raddoppiare, in caso di necessità, la sensibilità dello strumento.

Le indicazioni lette sul microamperometro sono inversamente proporzionali alla corrente di base applicata sul primo transistore, ossia, quando le resistenze r1 ed r2 sono entrambe incluse, si ottiene una indicazione di zero per una corrente di ingresso di 50 microampère, ed una indicazione massima per una corrente di ingresso zero: secondo come l'organo di comando sia connesso all'ingresso, ossia fra gli estremi A e B o B e C, si possono ottenere indicazioni proporzionali o inversamente proporzionali all'incremento della grandezza agente sull'organo di comando, intensità luminosa, temperatura, suono, umidità, ecc.

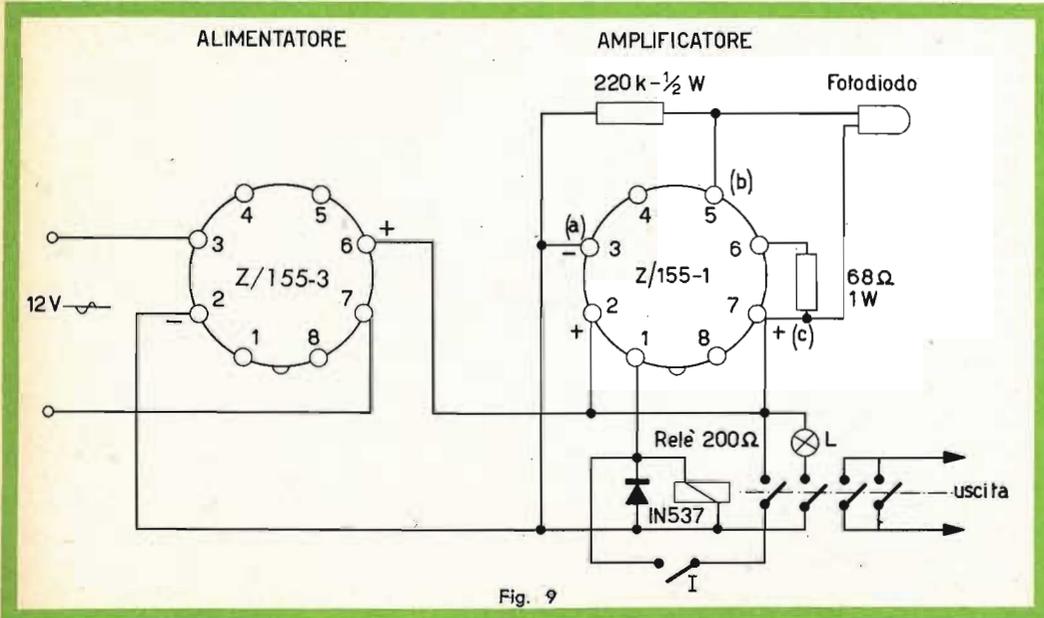



Fig. 9



## REALIZZAZIONE DI UNA APPARECCHIATURA COMPLETA

Da quanto è stato detto in relazione alla descrizione del montaggio della fig. 1, risulta che la realizzazione di una apparecchiatura a relé comprendente un amplificatore Z/155-1, non presenta alcuna difficoltà, in particolare quando la alimentazione è effettuata per mezzo di pile, per es. con tre batterie piatte da 4,5 Volt cadauna, in serie.

Per un servizio prolungato è però opportuno prevedere l'alimentazione per mezzo della rete; ed in tal caso la soluzione migliore è quella di adoperare l'alimentatore Z/155-3 (che descriveremo in un prossimo numero) accoppiato ad un piccolo trasformatore da campanelli con 12 Volt al secondario, o meglio ad un trasformatore H/185; in tal caso un apparecchio completo può essere realizzato secondo lo schema della fig. 9 e 10, previsto per l'uso di un fotodiodo, ma che può essere adattato per qualsiasi altro organo di comando in conformità agli schemi precedentemente indicati.

E' previsto che la eccitazione del relé sia segnalata da una lampada L da 24 Volt 3 Watt, posta in serie ad uno dei contatti dell'armatura del relé ed inserita sul lato alternata della alimentazione fig. 10, o sulla continua, fig. 9; che eventualmente il relé possa essere mantenuto in posizione di eccitato dopo il primo impulso di comando, con la chiusura dell'interruttore I posto in serie ad un altro dei contatti dell'armatura; che gli altri contatti di questa, in parallelo fra loro, comandino un circuito di utilizzazione dell'uscita.

Secondo lo schema predetto è stato realizzato l'apparecchio mostrato nella fig. 11 nel quale il trasformatore non è incorporato, ma comprendente i gruppi inseribili di alimentazione e di amplificazione, il relé, la lampada, l'interruttore e i jak e le spine per i collegamenti esterni.

Il montaggio dell'apparecchio è semplicissimo e l'esito ne è sicuro ed immediato.

Fig. 10

Fig. 11

**ELENCO DEL MATERIALE**

| N. | Descrizione | N. catalogo GBC |
|---|---|---|
| 1 | Amplificatore . . . . . . . . . . | Z/155-1 |
| 1 | Alimentatore . . . . . . . . . . | Z/155-3 |
| 1 | Relè, 3 o 4 contatti 200 Ω 6/8 V . . . . . | S/1485 |
| 1 | Diodo al silicio . . . . . . . . . | 1N537 o 1S537 |
| 1 | Resistenza 68 Ω . . . . . . . . . | D/42 |
| 1 | Resistenza 220 kΩ . . . . . . . . . | D/32 |
| 2 | Blocchetti con ghiere . . . . . . . . | G/2714 - G/2717 |
| 1 | Interruttore . . . . . . . . . . | G/1101 |
| 1 | Jack per comando . . . . . . . . | G/1539 |
| 1 | Jack per uscita . . . . . . . . . | G/1542 |
| 1 | Portalampada . . . . . . . . . | G/1825-2 |
| 1 | Lampadina . . . . . . . . . . | G/1783 |
| 1 | Presa bipolare a vaschetta . . . . . . | G/2335 |
| 1 | Base supporto . . . . . . . . . | — |



(continua dal n. 7-8 1962)

# EMISSIONE FOTOELETTRICA

dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

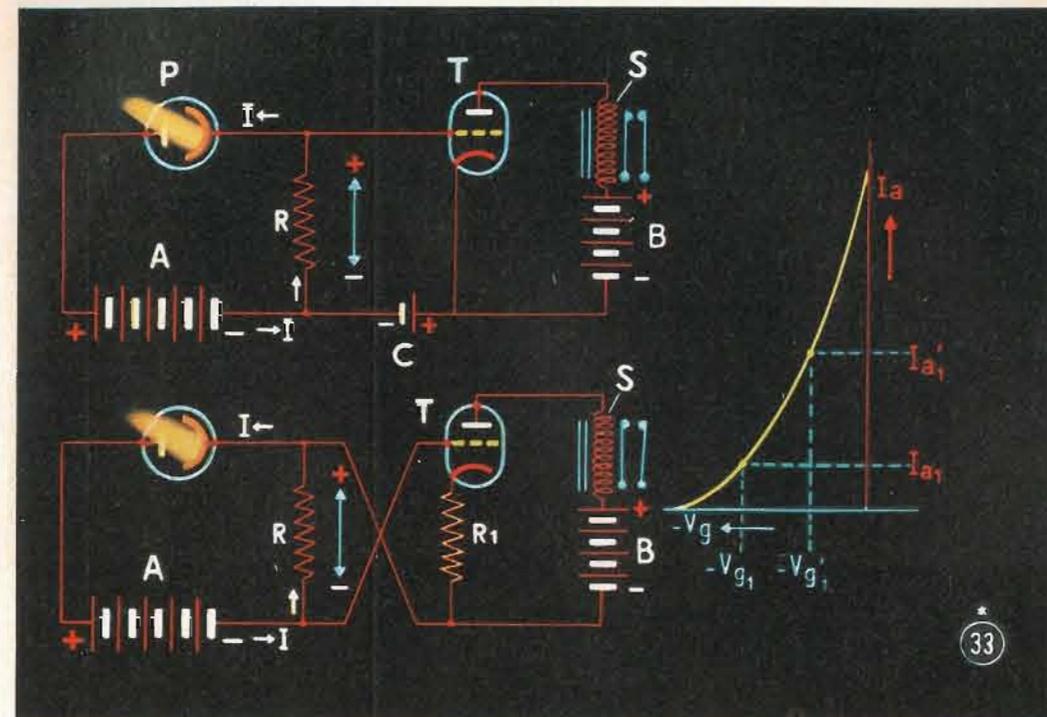



Tavola 33 - **COMANDO DI UN RELAIS PER MEZZO DI UN TRIODO**

La debole corrente fornita da una fotocellula non è, in genere, abbastanza intensa per eccitare la bobina di un relais. Per amplificare questa debole corrente si impiegano circuiti come quelli mostrati nella figura. Quando si illumina il catodo di una fotocellula P, (figura, in alto, a sinistra), un flusso di elettroni percorre la batteria A, la resistenza R, e la fotocellula. La corrente attraverso la resistenza provoca ai suoi capi una tensione con la polarità indicata.

Per effetto della batteria C, la griglia del triodo T è negativa rispetto al catodo, e la corrente che percorre la cellula è $I_{a1}$, come indicato nella curva caratteristica $I_a/V_g$ del triodo a destra. Illuminando la fotocellula, la tensione continua che si forma ai capi di R, annulla parzialmente la tensione della batteria C, cosicchè la tensione di griglia possa da $-V_{g1}$ a $-V_g'_1$. La corrente anodica nel triodo aumenta allora da $I_{a1}$ a $I_a'_1$. Questa corrente anodica fornita dalla batteria B, percorre anche l'avvolgimento S del relais. Il relais è regolato in modo da non essere eccitato dalla corrente $I_{a1}$, e da entrare in azione solo per il valore di corrente $I_a'_1$. Ciò significa che al passaggio della corrente $I_a'_1$, l'ancora viene attirata e i contatti a molla si chiudono, ciò che non avviene con la corrente $I_{a1}$.

Nella figura in basso è rappresentato un circuito che lavora esattamente a rovescio del primo: quando si illumina la fotocellula il relais si apre.

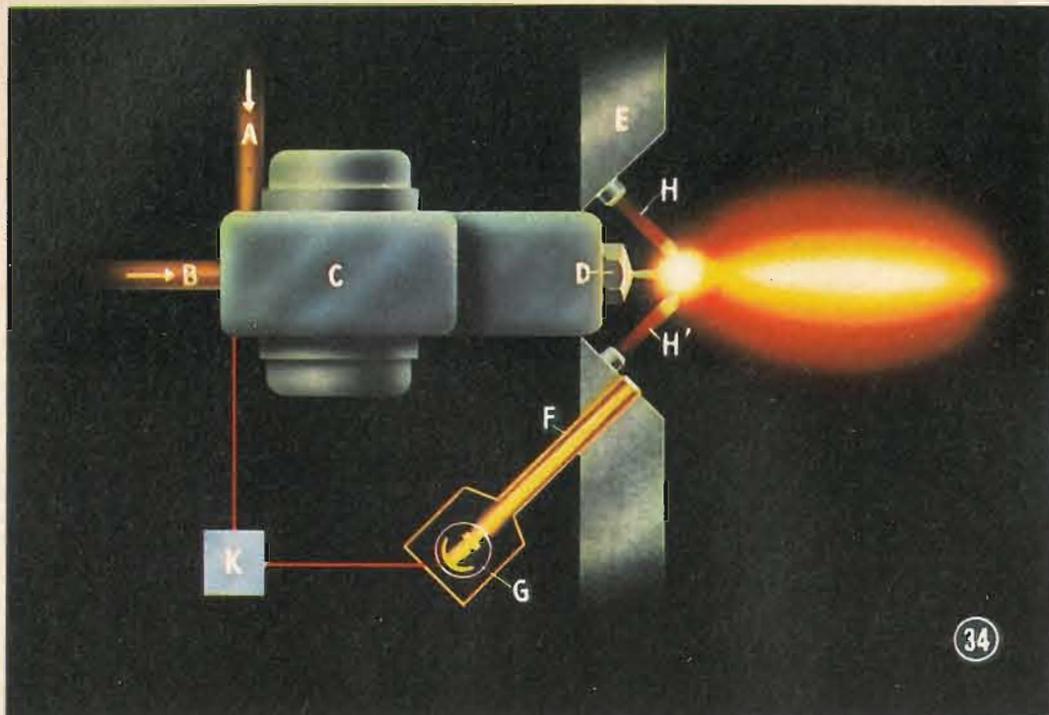



Tavola 34 - **CONTROLLO DELLA FIAMMA**

Le fotocellule, in molti casi, sono più efficienti dell'occhio umano. Esse infatti sono sensibili anche alle radiazioni ultraviolette e infrarosse che invece non sono percepite dall'occhio dell'uomo. In molti impieghi industriali, le fotocellule vengono impiegate per l'automazione di determinate operazioni.

Nella figura sopra, è rappresentata una delle tante applicazioni possibili: il comando di un bruciatore di nafta.

Il dispositivo C aspira, attraverso una conduttura A, la nafta, e attraverso la conduttura B, l'aria. La nafta è polverizzata sotto pressione e soffiata nel fornello attraverso l'ugello D. Di fronte all'ugello, nella parete E si trovano due elettrodi H e H'. Applicando tra questi due elettrodi una tensione elevata (10.000 V) si produce una scintilla che accende il combustibile polverizzato. Se ora, per una causa qualsiasi, la fiamma si dovesse spegnere, (il che rappresenterebbe un pericolo d'esplosione), la fotocellula G, non più illuminata attraverso il tubo F, provocherebbe ad opera di un relais K, la disinserzione automatica del dispositivo C.

e studente. In altre parole la materia è spiegata prima dall'insegnante, poi ripresa dall'allievo che la commenta secondo il suo punto di vista.







# CONTASECONDI A TRANSISTOR

Questo semplice contasecondi a transistor è molto preciso e possiede una gamma di misura molto estesa. Il tempo regolato è compreso tra 1 secondo e 121 secondi e la precisione di misura è del 5% purchè le resistenze $R_5$ ... $R_{14}$ abbiano una tolleranza in più o in meno del 5%.

## Alimentazione

La tensione di alimentazione (150 V) è ottenuta in un circuito raddrizzatore convenzionale stabilizzato; la stabilizzazione è ottenuta mediante un tubo a gas abbastanza comune (150 B2). La tensione di 12 V può essere ricavata, in caso di bisogno, da un normale trasformatore di accensione con avvolgimento unico con 12 V oppure collegando in serie due secondari da 6,3 V. Questa tensione (12 V) serve per alimentare i due transistor. Quando si impiega questo trasformatore separato l'alta tensione può essere quella diretta della rete.

Se non è assolutamente necessario avere una grande precisione, $V_1$ potrà essere sostituita con una resistenza di valore tale che ai suoi capi si formi una caduta di tensione di 150 V. Per impedire che, all'atto dell'inserimento dell'apparecchio, il raddrizzatore $D_2$ venga sovraccaricato si inserisce in serie a quest'ultimo, una resistenza di protezione ($R_4$).

## Circuito contatore-commutatore

Il transistor $V_4$ conduce in quanto alla sua base viene applicata una tensione negativa attraverso $R_{20}$; in queste condizioni, basterà chiudere il circuito del collettore premendo il pulsante di avvio (start) perchè il relé scatti chiudendo il contatto $R_{ya}$ e accendendo quindi la lampada $L_a$. Dopo che si è rilasciato il pulsante di avvio, il relé viene mantenuto eccitato dalla chiusura del contatto $R_{y4}$; all'atto dell'eccitazione del relé (quando si preme il pulsante « start ») anche $R_{y2}$ si chiude mentre $R_{y3}$ si apre per dar modo al condensatore $C_5$ di caricarsi attraverso le resistenze $R_{15}$ e $R_{16}$ (quest'ultima regolabile).

Quando la tensione ai capi di $C_5$ è salita fino al valore di 80 V circa, il tubo al neon si innesca provocando la scarica del

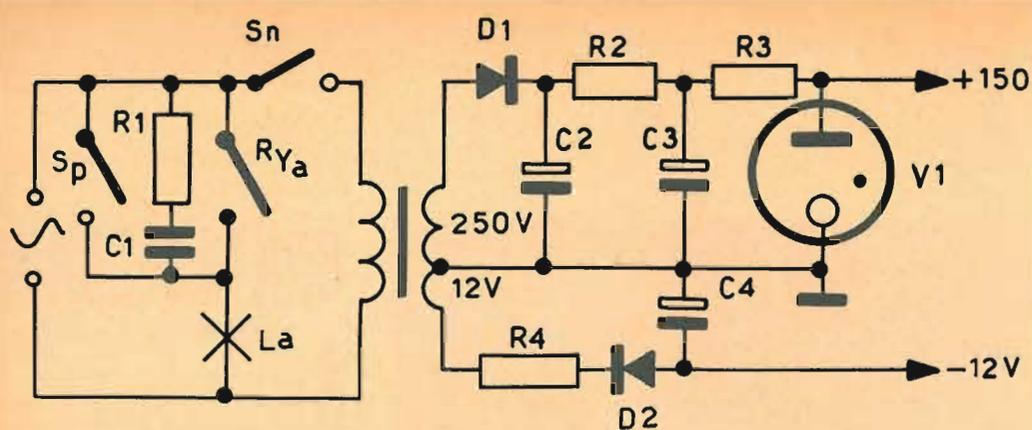



Fig. 1 - Schema elettrico della sezione alimentatrice.

condensatore $C_5$ la cui tensione si abbasserà fino al valore della tensione di disinnesco del tubo al neon (circa 60 V). Questa brusca caduta di tensione viene portata sulla base di $V_3$ dal condensatore di accoppiamento $C_6$; la base quindi diventa negativa per cui il transistor $V_3$ comincerà a condurre; ma allora la tensione sul suo collettore diminuirà gradualmente fino a zero; siccome, però, la base di $V_4$ è collegata direttamente al collettore di $V_3$, sarà ora il transistor $V_4$ che, venendogli a mancare la tensione di base, non condurrà più per cui il relé collegato in serie al collettore si « disecciterà ».

Per impedire che all'atto del diseccitamento del relé, la extra tensione indotta (prodotta dall'induttanza del relé) possa danneggiare il transistor $V_4$, viene collegato in parallelo alla bobina del relé il diodo smorzatore $D_3$.

All'atto della diseccitazione del relé, il contatto $R_{y4}$ si apre e il relé rimane in posizione di riposo fintanto che non verrà premuto nuovamente il pulsante di avvio. Ovviamente, quando $R_{ya}$ si apre, la lampada $L_a$ si spegne. Inoltre, $C_5$ viene scaricato dalla chiusura di $R_{y3}$, mentre $R_{y2}$ toglie la tensione dal circuito di carica del condensatore $C_5$. L'intervallo di tempo da misurare risulta determinato dal periodo di tempo in cui rimane accesa la lampada $L_a$

## Costruzione dell'apparecchio

La disposizione dei vari componenti non è critica ed ognuno li può sistemare secondo la propria preferenza; si raccoman-

Fig. 2 - Chassis montato visto dal di sotto.



Fig. 3 - Schema elettrico della sezione contatrice.

**Componenti della sezione alimentatrice e contatrice**

| | |
|---|---|
| $R_1$ | 100 Ω ½ W |
| $R_2$ | 5 kΩ 1 W |
| $R_3$ | 10 kΩ 2 W |
| $R_4$ | 39 Ω ½ W |
| $R_5$ ... $R_{14}$ | 10 MΩ ½ W (5%) |
| $R_{15}$ | 1 MΩ ½ W |
| $R_{16}$ | 10 MΩ potenziometro lineare |
| $R_{17}$, $R_{21}$ | 180 Ω ½ W |
| $R_{18}$ | 56 kΩ ½ W |
| $R_{19}$ | 1,5 kΩ ½ W |
| $R_{20}$ | 3,3 kΩ ½ W |
| $C_1$ | 1000 pF 500 V |
| $C_{2-3}$ | 16 + 16 μF 400 V |
| $C_4$ | 250 μF 20 V |
| $C_5$ | circa 1 μF, 125 V (vedi il testo) |
| La | lampada spia |
| Ry | relé da 60 a 70 mA, 12 V |
| Sn | interruttore - rete |
| Sp | Commutatore « parallelo » per La |
| $R_{ya}$-$R_{y2}$-$R_{y4}$ | Contatti di lavoro di $R_y$ |
| $R_{y3}$ | Contatto di riposo di $R_y$ |
| $S_1$ | Commutatore a 11 o a 12 posizioni (1 sezione in materiale ceramico) |
| $D_1$ | OA 214 |
| $D_2$ | OA 5 o 2xOA 95 in parallelo |
| $D_3$ | OA 81, OA 91 |
| $V_1$ | 150 B2 |
| $V_2$ | tubo al neon; tensione d'innesco: circa 80 V |
| $V_{3-4}$ | OC 14, OC 72, OC 76 (vedi osservazione) |

Pannello frontale (10x20 cm) profondità 8 cm.

da di montare possibilmente il tubo al neon $V_2$ vicino al tubo stabilizzatore $V_1$, in quanto, siccome la tensione d'innesco di $V_2$ dipende in parte anche dall'intensità della luce incidente, la luce costante prodotta da $V_1$ farà si che la tensione d'innesco del tubo al neon non dipenda dalla variazione della luce ambiente, a tutto vantaggio della precisione dell'apparecchio. Le fotografie che riproduciamo danno un esempio di costruzione dell'apparecchio.

I componenti si possono montare su di un comune chassis oppure su apposite piastre « tipo circuito stampato ».

## Osservazioni

**a)** La resistenza di isolamento di $C_5$ e di $C_6$ è molto importante; questi condensatori pertanto dovranno essere di ottime qualità, altrimenti, quando il tempo di carica dei condensatori è molto lungo, le « perdite » dei condensatori potrebbero

Fig. 4 - Chassis montato visto posteriormente

provocare delle imprecisioni nel tempo da misurare. Consigliamo pertanto l'impiego di condensatori isolati in poliestere o polistirene.

**b)** Riguardo alla tensione d'innesco del tubo al neon ($V_2$) bisognerà scegliere il valore di $C_5$ in modo che con una resistenza da 1 MΩ collegata in serie si abbia un tempo di carica di 1 sec.; bisogna, inoltre, determinare sperimentalmente il valore di $C_6$ in quanto esso dipende dal guadagno in corrente (β) del transistor $V_3$ ($C_6 = 0,1$ μF circa).

**c)** Se si desidera servirsi di un relé la cui corrente di eccitazione superi i 70 mA, sarà necessario scegliere per il transistor $V_4$, per esempio, il tipo OC 74, in modo che non venga superata la dissipazione ammessa dal transistor.

**L. C.**

## COMUNICATO

Lunedì 1° ottobre si sono riaperte le tre sezioni dell'Istituto Radiotecnico A. Beltrami di Milano.

La Sezione Professionale Biennale, serale, accelerata, crea tecnici per la televisione, la radio, la telefonia e la telegrafia, l'elettrotecnica, l'automazione e l'elettronica nucleare.

La Sezione Periti quinquennale, tanto diurna quanto serale, crea periti industriali nucleari, elettronici e per le telecomunicazioni.

La Sezione Superiore triennale, serale, crea progettisti per la televisione, le telecomunicazioni elettroniche, nonchè per la nucleonica e la automazione.

**Per ogni schiarimento rivolgersi alla Segreteria:**
**Milano - Via Circo 4 - Tel. 872.561 - 896.294.**





# ALIMENTATORE STABILIZZATO A TRANSISTOR

Per il dilettante che si accinge a realizzare piccole apparecchiature a transistor è molto utile, per non dire necessario, disporre di una sorgente di tensione continua **regolabile** e, nello stesso tempo, **stabilizzata.**

L'alimentatore che descriviamo può fornire una tensione regolabile tra 2 e 15 V ed una corrente con l'intensità di 100 mA. La tensione di uscita di questo alimentatore stabilizzato non può essere influenzata nè dal valore del carico applicato nè da eventuali fluttuazioni della tensione di rete.

L'alimentatore comprende:

**a)** una sezione alimentatrice
**b)** una sezione stabilizzatrice.

### Sezione alimentatrice

La sezione alimentatrice ($B_1$) può essere realizzata con due diodi (OA 210 o OA 214) collegati ai capi del secondario del

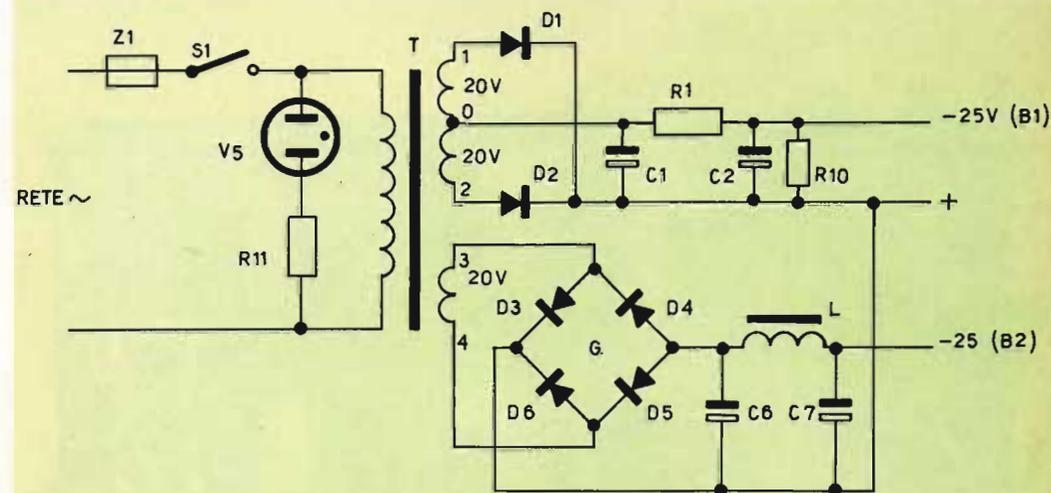



Fig. 1 - Schema elettrico della sezione alimentatrice

**Componenti**

| | |
|---|---|
| $C_1$-$C_2$ | Condensatori elettrolitici da 100 μF, 35 V |
| $C_6$-$C_7$ | Condensatori elettrolitici da 50 μF. 35 V |
| $D_1$-$D_2$ | OA 210, OA 214 |
| $D_3$-$D_4$-$D_5$-$D_6$ | OA 5, OA 85 |
| L | Induttanza |
| $R_1$ | 50 Ω, 1 W |
| $R_{10}$ | 2,2 kΩ, ½ W |
| $R_{11}$ | 220 kΩ, 1 W (può essere omessa quando in $V_5$ è incorporata una resistenza di protezione) |
| $S_1$ | Interruttore unipolare |
| T | vedi nel testo |
| $V_5$ | Lampada al neon |
| $Z_1$ | Fusibile da 500 mA |

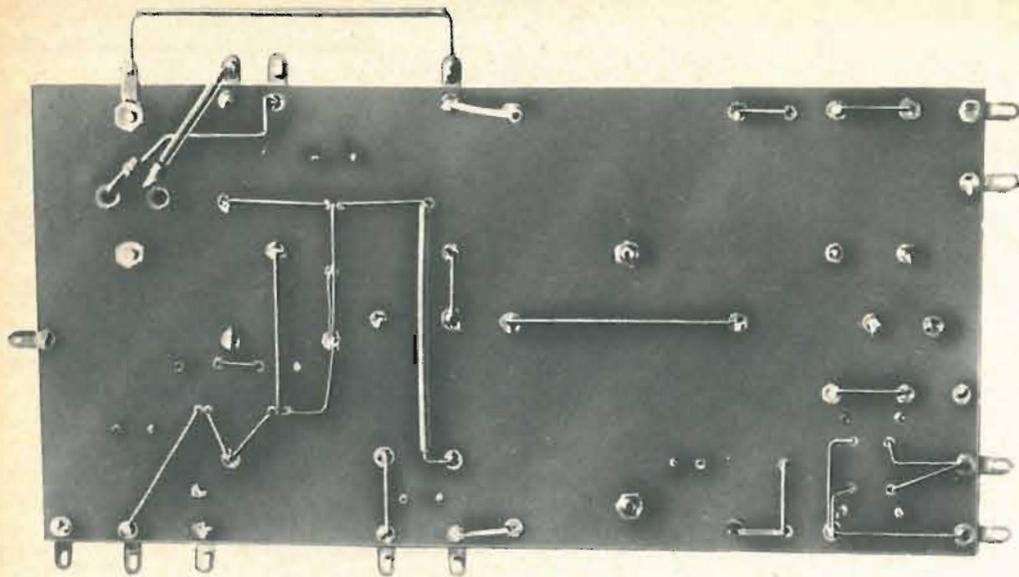



Fig. 2 - L'alimentatore visto dalla parte **posteriore del**la piastra di montaggio.

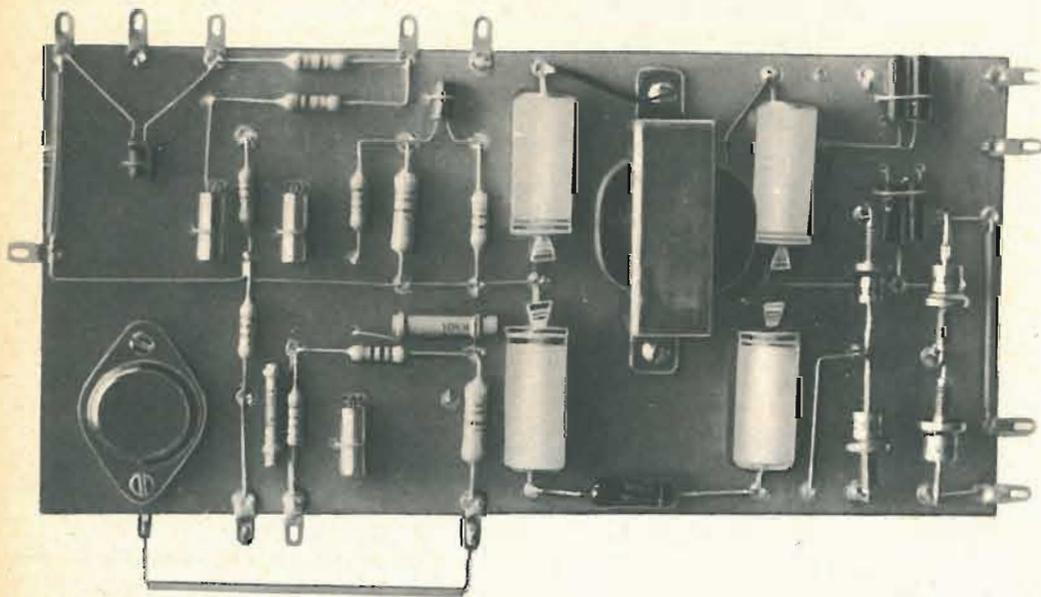



Fig. 3 - L'alimentatore visto dalla parte superiore. **Per** la sezione alimentatrice, è stato usato un **circuito a** ponte equipaggiato con quattro diodi (a **destra in** basso).



trasformatore di alimentazione con presa centrale (2 x 20 V); oppure con quattro diodi (OA 210) montati in un circuito a ponte su un semplice secondario che fornisca 20 V. Il filtro di livellamento non deve soddisfare esigenze molto severe in quanto spetterà alla sezione stabilizzatrice assicurare l'uniformità della tensione di uscita e la sua regolazione.

Per la sezione stabilizzatrice è necessario disporre di una alimentazione separata ($B_2$) la cui tensione dovrà essere, in questo caso, convenientemente livellata. Questa alimentazione separata è necessaria in quanto la tensione non stabilizzata fornita dall'alimentatore ($B_1$) varia fortemente con il carico e d'altra parte anche la tensione di uscita stabilizzata non è utilizzabile (quest'ultima infatti può assumere tutti i valori compresi tra 2 e 15 V).

La sezione stabilizzatrice richiede una tensione di alimentazione compresa tra 23 e 28 V. Questa tensione può essere ottenuta mediante un altro secondario sul trasformatore di alimentazione; si può usare un circuito raddrizzatore a ponte; il filtraggio dovrà essere più efficiente di quello dell'alimentatore $B_1$; a ciò provvede l'induttanza di livellamento L.

**Sezione stabilizzatrice**

L'intensità della corrente assorbita dalla sezione stabilizzatrice varia tra 12 e 18 mA. La tensione di riferimento di questa sezione è fornita da un diodo Zener (0AZ 203). Il diodo Zener, come è noto, ha la caratteristica di mantenere invariata la tensione inversa applicata ai suoi terminali entro un'ampia gamma di valori della corrente inversa; naturalmente, l'intensità della corrente inversa deve mantenersi entro i limiti stabiliti per ciascun tipo di diodo, (nel nostro caso: 3 . . . 10 mA).

Questa tensione costante (circa 6 V) viene portata ai capi di un potenziometro che

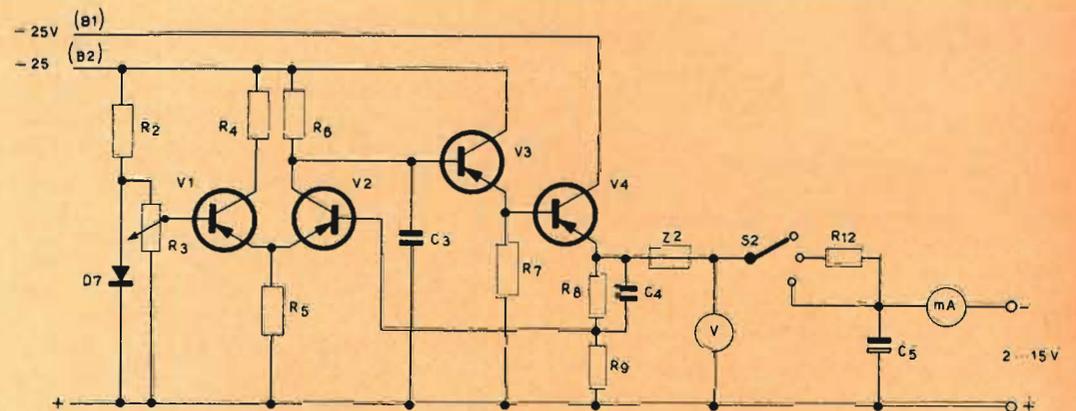



Fig. 4 - Schema elettrico della sezione stabilizzatrice.

**Componenti**

| | |
|---|---|
| $C_4$ | Condensatore ceramico **4700 pF** |
| $C_5$ | Condensatore elettrolitico 50 μF, 35 V |
| $D_7$ | Diodo Zener 0AZ 203 |
| $R_2$ | 2,7 kΩ, 1 W |
| $R_3$ | Potenziometro lineare 2,5 kΩ |
| $R_4$ | 8,2 kΩ, ½ W |
| $R_5$ | 680 Ω, ½ W |
| $R_6$ | 12 kΩ, ½ W |
| $R_7$ | 6,8 kΩ, ½ W |
| $R_8$ | 1,5 kΩ, ½ W |
| $R_9$ | 1 kΩ, ½ W |
| $S_2$ | Commutatore a tre posizioni |
| $V_1$-$V_2$ | OC 71 oppure OC 72 |
| $V_3$ | OC 72 |
| $V_4$ | OC 30, OC 16, OC 26 oppure OC 28 |
| $Z_2$ | Fusibile da 100 mA (vedere testo) |

consente di applicarla alla base del transistor $V_1$ e di regolarla entro i valori compresi tra 0 e 6 V.

Il transistor $V_1$ è montato in un circuito con emettitore comune; la resistenza inserita nel circuito del collettore ha il compito di limitare la tensione su questo elettrodo.

E' noto che un circuito dove il transistor è montato con emettitore comune la tensione sull'emettitore è funzione del valore della tensione di base; pertanto, fissato il valore della tensione di base di $V_1$ mediante $R_3$ risulterà automaticamente determinata anche la tensione di emettitore di $V_1$ e, quindi, ovviamente, anche quella dell'emettitore di $V_2$.

Da quanto diremo più sotto risulterà che $V_2$ risulta regolato proprio da questa tensione. Alla base di $V_2$ viene infatti applicata una frazione della tensione di uscita; il valore esatto di questa frazione di tensione viene fissato dal partitore di tensione $R_8$-$R_9$ nella misura di 2/5 della tensione complessiva di uscita. La tensione presente sul collettore di $V_2$ **determina,** attraverso i transistor $V_3$ e $V_4$ (montati in un circuito con emettitore comune) **il valore della tensione di uscita dell'alimentatore.** Il transistor $V_2$ viene regolato in modo che la sua tensione di collettore (= tensione di uscita) abbia un valore tale che i 2/5 di questo valore (tensione che viene applicata alla base di $V_2$) sia uguale alla tensione di emettitore di $V_2$. Da quanto precede risulta pertanto che il valore della tensione di uscita dipenderà, in definitiva, dal valore della tensione applicata alla base di $V_1$.

Quando, sotto l'effetto delle variazioni del carico, la tensione di uscita accenna a variare, anche la tensione di base di $V_2$ subirà una variazione proporzionale a questa variazione; ma allora anche la corrente del transistor $V_2$ varierà, e, di conseguenza, varierà anche la tensione sul collettore di $V_2$ che, a sua volta, essendo applicata

Fig. 5 - Schema di montaggio dell'alimentatore stabilizzato.

direttamente alla base di $V_3$ influenzerà tramite $V_3$ e $V_4$ la tensione di uscita sull'emettitore di $V_4$. Siamo quindi in presenza di un sistema accoppiato a reazione.

Il condensatore $C_3$ serve per impedire che si verifichi l'innesco di oscillazioni spurie; quest'ultima probabilità non è da escludersi in un sistema a reazione come questo. La funzione di questo condensatore è quella di rallentare **la velocità di reazione di tutta la catena.** Una funzione pressochè identica a $C_3$ viene espletata dal condensatore elettrolitico $C_5$ collegato ai morsetti di uscita dello stabilizzatore.

**Montaggio dell'alimentatore-stabilizzato**

Tutto l'apparecchio, trasformatore escluso, può essere montato su una piastra isolante per circuiti stampati di dimensioni di 10 x 20 cm.

E' conveniente fissare dei rivetti su questa piastra in modo da poter effettuare collegamenti da tutte e due le superfici.

**Osservazioni**

Come transistor di uscita si può impiegare il tipo OC 30 purchè venga montato su una opportuna piastra di raffreddamento. La massima dissipazione di questo transistor è di circa 1,5 W.

L'avvolgimento che fornisce i 20 V può essere avvolto su di un normale trasformatore di alimentazione. Una corrente con intensità massima di 100 mA richiede un filo con diametro di 0,3 mm; se la corrente va oltre i 250 mA, il filo deve avere un diametro minimo di 0,5 mm.

Questo apparecchio, infatti, può essere facilmente modificato in modo da fornire all'uscita una corrente superiore a 100 mA; ma non oltre i 250 mA; in questo caso, le modifiche da effettuare sono le seguenti:

a) Per l'avvolgimento 2 x 20 V della sezione alimentatrice, è necessario usare un filo con diam. non inferiore a 0,5 mm.

b) La resistenza $R_1$, da 50Ω deve essere sostituita con una impedenza con induttanza di 1 o 2 H e bassa resistenza (al massimo 10Ω).

c) Il transistor $V_4$ deve essere sostituito con il transistor OC 16. Questo transistor, però, non viene più fabbricato, e quindi, può darsi che sia difficile reperirlo. Attualmente possono essere impiegati in sua vece i tipi OC 26 e OC 28, che possono essere usati anche senza piastra di raffreddamento; ciò dipende naturalmente dal valore di dissipazione fissato.

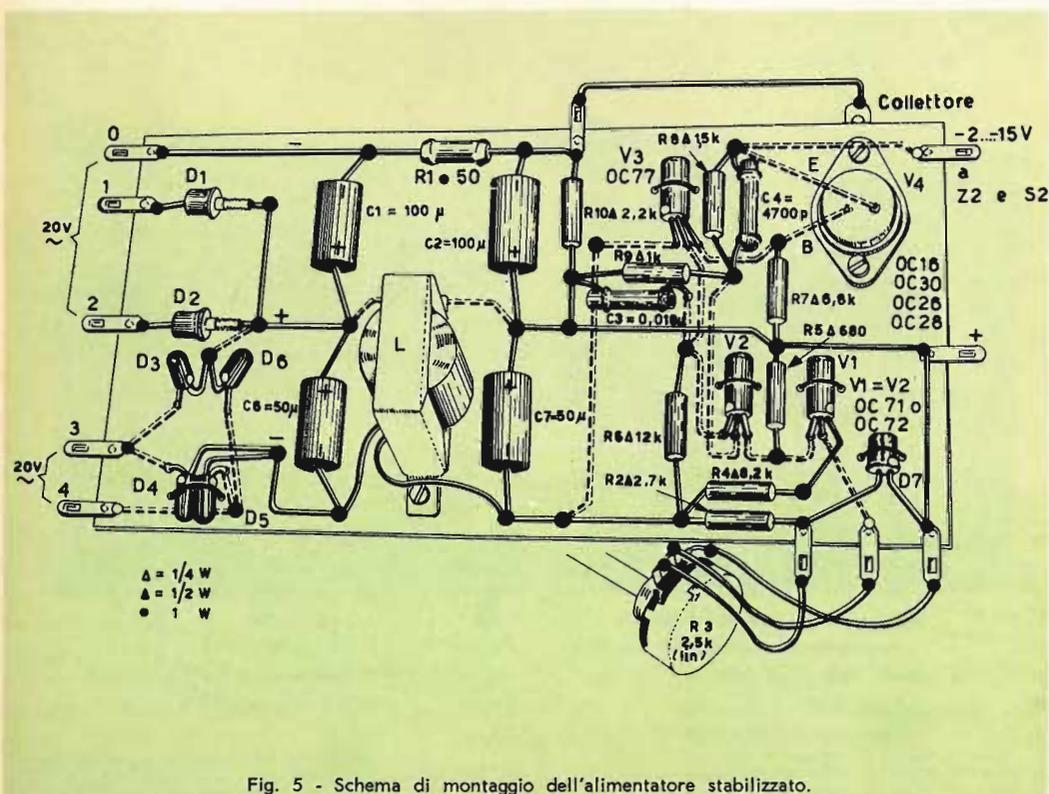
d) La dissipazione del transistor $V_3$, montato con emettitore comune, può assumere valori inammissibili in quanto, questo transistor deve fornire a $V_4$ una corrente data dal quoziente tra la corrente di carico e il guadagno in corrente (β) del transistor $V_4$. Per questo motivo, il guadagno in corrente β di $V_4$ deve essere superiore a 50; $V_3$ deve essere munito di una piastra di raffreddamento.

Il commutatore $S_2$ offre il vantaggio di regolare la tensione di uscita al valore richiesto prima che questa sia applicata all'apparecchio da alimentare. Nella posizione 2 il condensatore elettrolitico di uscita $C_5$ viene lentamente caricato attraverso la resistenza $R_{12}$ in modo da evitare nei transistor $V_3$ e $V_4$ valori di punta di corrente inammissibili.

Il fusibile $Z_2$ è molto importante. E' pressochè impossibile che nel corso di prove di laboratorio non si producano dei cortocircuiti; in questi casi, è ovvio che è più economico sostituire un fusibile che un transistor. Naturalmente, bisogna usare un fusibile che si interrompa ad un valore di corrente che non abbia già danneggiato il transistor.

Ai morsetti di uscita si dovranno collegare un voltmetro e un milliamperometro; il milliamperometro in serie, il voltmetro in parallelo all'uscita dell'alimentatore.

L'esecuzione del resto dell'alimentatore (pannello frontale, involucro di protezione) è lasciato alla libera scelta e al gusto del costruttore.

La resistenza interna $R_i$ di questo alimentatore è dell'ordine di grandezza di 0,04 Ω. Se si desidera conservare questo basso valore di resistenza interna anche alle frequenze elevate, è consigliabile shuntare $C_5$ con un condensatore di carta del valore di 4 μF.

**L. C.**

APPUNTAMENTO COL DILETTANTE

# aumentate la potenza del vostro "transistor" tascabile

Se possedete un ricevitore tascabile a transistor del tipo Giby, Riky o similari, avrete più volte constatato che le sue ottime prestazioni generali sono accompagnate da un notevole svantaggio: quando si alza il volume al massimo, si verifica una intollerabile distorsione che rende veramente « penoso » l'ascolto.

Però, molte volte, occorrerebbe il massimo volume ottenibile come ad esempio, in occasione di gite all'aperto, ove un pochino di vento « porta via » letteralmente i suoni, oppure in automobile, o allo stadio, ed in mille altre occasioni del genere.

In questi casi, il vostro piccolo ricevitore dovrebbe funzionare al massimo; esso però è progettato per funzionare NON a tutto volume, ma a circa metà; il « tutto volume » rappresenta solo una riserva di potenza da non usare per la ricezione normale, ma per lontane stazioni o in caso di difficile captazione, quindi, se lo usate al massimo, otterrete un gracchiamento che trasformerà l'audizione in una urtante ricerca del motivo musicale riprodotto con una distorsione che può arrivare al 30%!

Descriveremo ora un semplice apparecchio che, usato come « rimorchio » del ricevitore, consentirà di ottenere una potente ed armonica riproduzione.

Si tratta di un amplificatore di potenza ad un solo transistore, concepito e progettato esclusivamente per essere impiegato in unione con uno di questi ricevitori in miniatura, oggi tanto diffusi.

Un amplificatore, non è che un complesso in grado di aumentare la tensione, o la potenza dei segnali: nel nostro caso è costituito da un semplice circuito, realizzato in una scatola a parte che contiene l'altoparlante, il circuito amplificatore vero e proprio e le pile: in pratica un « rimorchio » per il ricevitore, che ad esso può essere collegato solo quando occorra maggiore potenza sonora.

Il lettore sarà probabilmente preoccupato dall'idea che la messa in azione dell'amplificatore richieda l'esecuzione di modifiche al ricevitore, che potrebbero anche portare alla rovina del... tascabile se fatte da un operatore inesperto; ma non è così.

Se il lettore ha anche una minima pratica di ricevitori a transistori, saprà che su ogni apparecchio esiste la presa per l'auricolare, o più propriamente, uno « jack »; esso non è una semplice presa, ma un congegno studiato in modo da staccare l'altoparlante quando la spinetta del cordone dell'auricolare viene innestata; così facendo, tutto il segnale audio passa automaticamente sullo jack e da questo all'auricolare.

Se l'auricolare non esiste, innestando lo spinotto, lo jack escluderà l'altoparlante, mentre il segnale audio sarà presente ai capi del cordone: questo segnale sarà appunto quello che il nostro amplificatore ingigantirà.

Come si vede quindi non vi è alcuna necessità di collegamenti fissi; l'amplificatore preleverà il segnale tramite uno

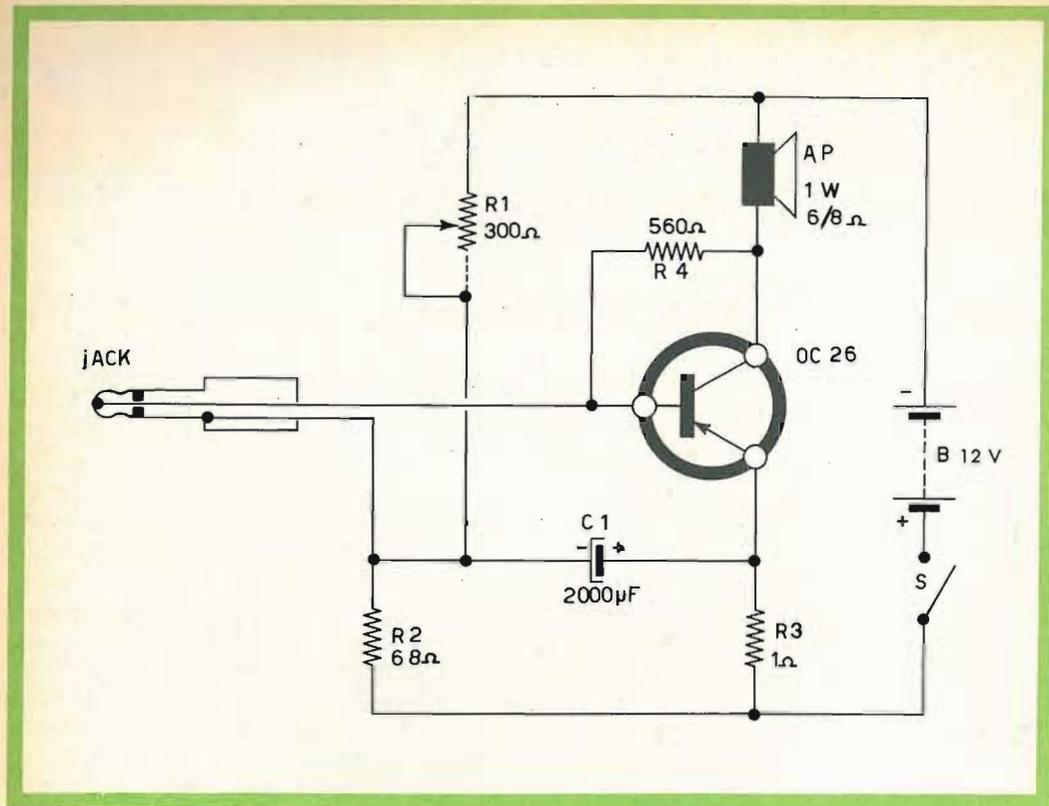



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore.

spinotto da innestare nello jack solo quando occorre.

Vediamo ora come è realizzato questo amplificatore.

Esso ha una potenza MEDIA di lavoro di circa 1/2 W., circa **quadrupla** di quella del ricevitore spinto al massimo, con la differenza però che a questa potenza NON distorce i suoni; quindi risponde alle premesse di ottenere una potenza molto superiore con un suono di buona qualità.

Usa un solo transistore: un OC26 della PHILIPS, e poche altre parti.

Viene alimentato con una tensione di circa 12 V ricavabili da 3 pile da 4,5 V nominali: le economiche e durature pile « piatte » da torcia tascabile.

Non ha un controllo di volume proprio, perchè il volume è controllato « automaticamente » dal regolatore del ricevitore, che dosando il segnale inviato allo jack, dà più o meno segnale da amplificare.

Ora esaminiamo per sommi capi lo schema elettrico dell'amplificatore.

Il segnale, come si vede, viene prelevato dal contatto centrale dello jack e direttamente applicato alla « base » del transistore il quale lo amplifica; l'altoparlante posto in serie al suo collettore lo riproduce potenziato.

Le due resistenze R1 ed R2 servono per polarizzare la base del transistore, per farlo lavorare nelle giuste condizioni: R3-C1 servono invece a **mantenere** queste condizioni anche cambiando la temperatura dell'ambiente, e, entro piccoli margini, anche con lievi variazioni, nella tensione fornita dalle pile.

La resistenza R1 è una resistenza di cui si può regolare il valore in sede di messa a punto, per stabilire quello per cui si ha la minore distorsione.

Se il lettore resta in forse, non comprendendo come R1, R2 ecc., possano polarizzare la base del transistore, dato che il circuito d'ingresso dell'amplificatore è apparentemente aperto, basterà che dia uno sguardo allo schema di un ricevitore a transistore per capire tutto: quando lo jack è innestato, l'ingresso dell'amplificatore si trova collegato ai capi dell'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita della radiolina; quindi, la tensione di polarizzazione, fluisce alla base ATTRAVERSO questo avvolgimento: il fatto che un capo sia a massa, **insieme ad altri collegamenti** del ricevitore, non disturba affatto dato che l'amplificatore ha pile proprie per la sua alimentazione.

Esaminato così l'amplificatore, vediamo ora di costruirlo.

I nostri tecnici hanno montato i pochi pezzi necessari su di una basettina di plastica perforata: tipico componente per montaggi sperimentali reperibile presso ogni magazzino di ricambi radio ben fornito.

Il montaggio è di una semplicità singolare: il transistore è avvitato sulla basettina, facendo combaciare gli appositi due fori di fissaggio con altri due sul perforato; i due « piedini » che sono i collegamenti della « base » e dell'emettitore, sono infilati in altri due buchi.

Gli altri pezzi sono tenuti fermi, prima della saldatura dei collegamenti, dagli stessi terminali ripiegati ed infilati nei fori.

Il potenziometro semifisso R1 ha la vite di fissaggio infilata in uno dei fori opportunamente allargato.

I collegamenti sono pochi e molto semplici: occorre una certa attenzione per non collegare erroneamente il condensatore: esso infatti ha una polarità ben definita che deve essere rispettata (vedi schema elettrico).

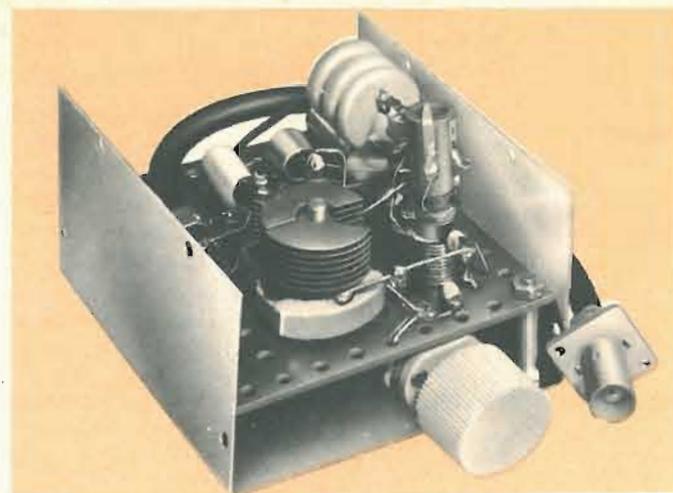
E' altresì importante non scambiare fra loro i due piedini cui fanno capo la base e l'emettitore del transistore.

Finito il cablaggio, rivedere con cura il montaggio fatto dando la caccia **ad eventuali errori e disattenzioni, portare a circa** metà corsa R1, quindi sintonizzare l'apparecchio su di una stazione; regolare il volume per un suono moderato poi innestare lo jack **proveniente dall'amplificatore** azionando l'interruttore di quest'ultimo: beh, ve lo diciamo noi, per quanto siate preparati ad un buon suono, forse rimarrete meravigliati!

Se invece il suono fosse **cattivo,** regolate lentamente R1 fino a sentire le note limpide ed indistorte.

**ELENCO MATERIALE**

| N. | Descrizione | N. Cat. G. B. C. |
|---|---|---|
| 1 | $R_1$ Resistenza a filo da 300 Ω ½ W | D/71 |
| 1 | $R_2$ Resistenza a filo da 68 Ω ½ W | D/71 |
| 1 | $R_3$ Resistenza a filo da 1 Ω ½ W | D/71 |
| 1 | $R_4$ Resistenza a filo da 560 Ω ½ W | D/71 |
| 1 | $C_1$ Conden. elet. da 2000 μF. 12 V | D/339-2 |
| 1 | Transistor OC26 | A/408-1 |
| 1 | Altoparlante 1 W | G/1540 |
| 1 | Jack | G/1155 |
| 1 | Interruttore | I/450-1 |
| 1 | Batteria 12 V | |

# CONVERTITORE A TRANSISTOR PER LA RICEZIONE DELLE ONDE CORTE

Qualunque radio-amatore avrà, relegato in cantina, un vecchio ricevitore per onde medie; magari del 1936 o giù di lì. di quelli muniti delle famose valvole a spinotti della serie « 2A7-58-55-2A5-80 » oppure « AK1-AF3-ABC1-AL4-AZ1 ».

Ebbene questo vecchio ricevitore, riesumato e ripulito, può essere con poca spesa trasformato in un moderno ricevitore per onde corte, adatto all'ascolto delle stazioni dei radio-amatori su 7 o 14 MHz.

Quale sia il miglior sistema per effettuare la trasformazione ve lo suggeriamo noi; lasciate il vecchio ricevitore com'è, al più sostituite i condensatori elettrolitici e le valvole esaurite e dategli una tarata ed una ripulita generale: guardatevi bene però dal pasticciare i circuiti; **applicategli poi** un **CONVERTITORE** che, lasciando fissa la sintonia del vecchio ricevitore, permetterà in questo modo l'esplorazione della gamma ad onde corte.

Questa semplice soluzione se il ricevitore è abbastanza efficiente, permetterà un ottimo ascolto.

Ma il convertitore da adoperare di che tipo deve essere, mi chiederà il Lettore?

Ebbene ecco come l'abbiamo studiato noi, esso deve presentare la massima **semplicità** di costruzione, essere di facile taratura ed impiego, ed avere un'ottima **stabilità.**

Queste doti non sono facili da accoppiare: però pensiamo di esserci almeno in parte riusciti.

Il convertitore da noi studiato, usa un transistore, un cristallo di quarzo, e una mezza dozzina di altre parti.

Si tratta di un sistema autoscillante, che amplifica i segnali all'ingresso, oscilla, e mescola il segnale.

Seguendo lo schema, sarà facile rendersi conto del funzionamento di ogni parte.

Il segnale a radiofrequenza, che arriva tramite un cavetto coassiale da 50 Ohm, è applicato alla bobina L1, da cui si trasferisce al circuito di sintonia L2-CV1-Cp1.

Dal circuito oscillante, il segnale selezionato giunge a L3 e da questa al transistore, il quale oscilla alla frequenza del quarzo.

All'uscita ritroviamo un segnale compre-

so nella gamma delle onde medie, la cui frequenza è la **DIFFERENZA** fra quella del segnale all'ingresso e quella dell'oscillatore.

Per ottenere l'esplorazione della classica gamma delle onde corte compresa intorno a 7 MHz (40 metri), occorrerà un quarzo da 6 MHz, il suo impiego permetterà un'esplorazione continua da 6600 kHz a 7500 kHz circa.

## COSTRUZIONE

Costruire il convertitore descritto è un lavoro che presenta poche difficoltà, data la pochezza dei collegamenti e lo scarso numero di parti impiegate.

Però nessun apparato funzionante sulle onde corte deve essere montato con trascuratezza; questo specifico apparecchio è però molto critico per quel che riguarda la schermatura perchè, com'è noto, i segnali ad onda media tendono ad infiltrarsi costantemente eccitando il ricevitore che segue il convertitore e causando la ricezione simultanea delle onde medie e corte.

Per questa ragione il convertitore deve essere scrupolosamente schermato, e tanto l'ingresso che l'uscita (verso il ricevitore) debbono essere realizzate con cavo coassiale.

Il convertitore troverà quindi posto in una scatoletta **metallica chiusa.**

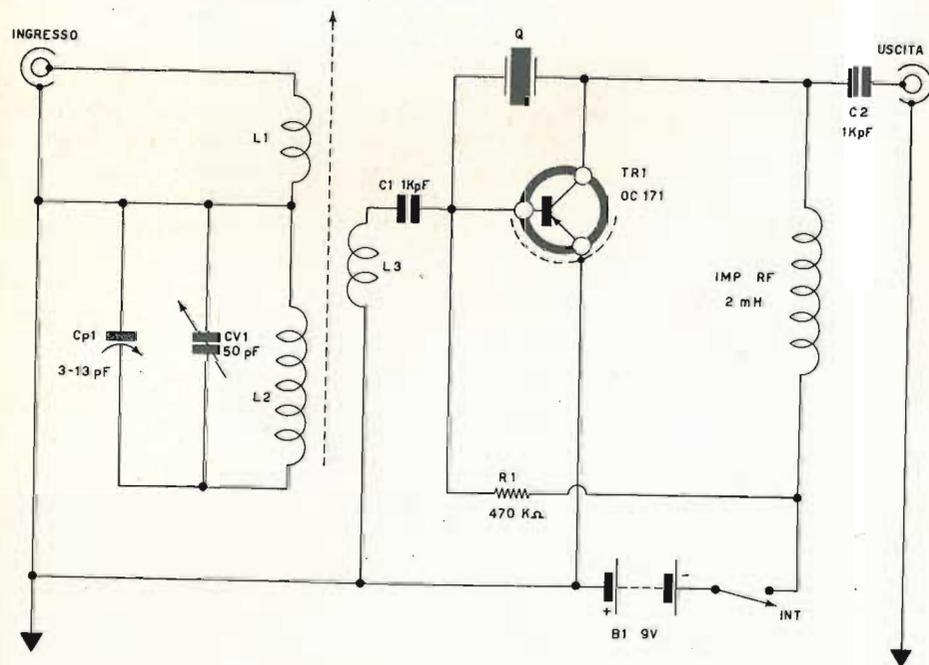



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore.

Tutte le parti verranno fissate su di un pannellino di plastica perforata, che, a montaggio terminato, sarà introdotto nella custodia in lamiera.

I due controlli condensatore variabile, ed interruttore avranno i gambi sporgenti verso l'esterno.

I due cavi coassiali avranno la calza saldata a massa sulla scatola stessa.

I collegamenti tra i vari pezzi dovranno essere corti, e razionale la disposizione delle varie parti.

Per rendere funzionante il convertitore si impiegherà un oscillatore RF, con il quale si inietteranno i due segnali d'inizio e fine gamma: su questi due segnali si regolerà il nucleo che scorre nel supporto su cui sono avvolte L1-2-3, fino ad ottenere la copertura totale della banda con la rotazione del variabile CV1.

L'uso del convertitore è estremamente semplice.

Collegate l'antenna e il ricevitore; ruotate il condensatore di sintonia del ricevitore fino a sintonizzarvi sul segnale di uscita del convertitore: dopo questa manovra, la sintonia del ricevitore non dovrà più essere mossa.

Per sintonizzare le stazioni, si userà il condensatore CV1, e l'accordo sarà perfezionato dalla manovra di Cp1.

**Dati per la costruzione delle bobine** (frequenza 7 MHz ca).

Supporto: cilindretto di plastica munito di nucleo svitabile.

Dimensioni: mm. 10 x 60 circa.

L1: 5 spire di filo da 0,3 mm.,avvolte su L2 all'estremo verso massa interponendo un giro di carta sterlingata.

L2: 40 spire di filo da 0,3 mm., avvolte accostate.

L3: 2 spire di filo da 0,3 mm., avvolte di seguito a L1.

# AMPLIFICATORE "EICO" MOD. AF 4 K

L'amplificatore EICO ad alta fedeltà per riproduzioni STEREO, modello AF4, adotta il classico circuito elettrico stereo in una esecuzione meccanica di nuova concezione che gli conferisce un tono di particolare eleganza ed accomuna a questa la più perfetta funzionalità. La sua linea si armonizza con il sintonizzatore AM/FM modello HFT92. Le superfici del mobile sono state trattate in modo tale che abbiano a resistere agli urti e alle graffiature.

Anche le manopole dei comandi sono di nuova concezione ed armonizzano con lo stile del pannello frontale.

Le prestazioni elettroacustiche dell'amplificatore modello AF4 sono tali da fornire 8 watt ad alta fedeltà. Tale potenza è sufficiente ad eccitare qualsiasi sistema riproduttore stereofonico di media grandezza.

La distorsione armonica è particolarmente bassa e la linearità di frequenza si estende con uniformità in tutta la gamma dei toni musicali.

Tra le particolarità più salienti vanno rilevate:

— la regolazione individuale dei livelli dei canali;

— cinque circuiti di entrata per adeguarsi con facilità e immediatezza a qualsiasi programma musicale come riproduttori fonografici stereo, sintonizzatori, registratori su nastro magnetico, ecc.;

— doppio commutatore di lavoro per la scelta fra riproduzioni stereo oppure monoaurali, inversione dei canali stereo, riproduzione monoaurale miscelata di riproduttori fonografici stereo per l'eliminazione della modulazione verticale

— regolazione separata di tonalità per ognuno dei due canali

— uscita stereo per incisioni su nastro magnetico

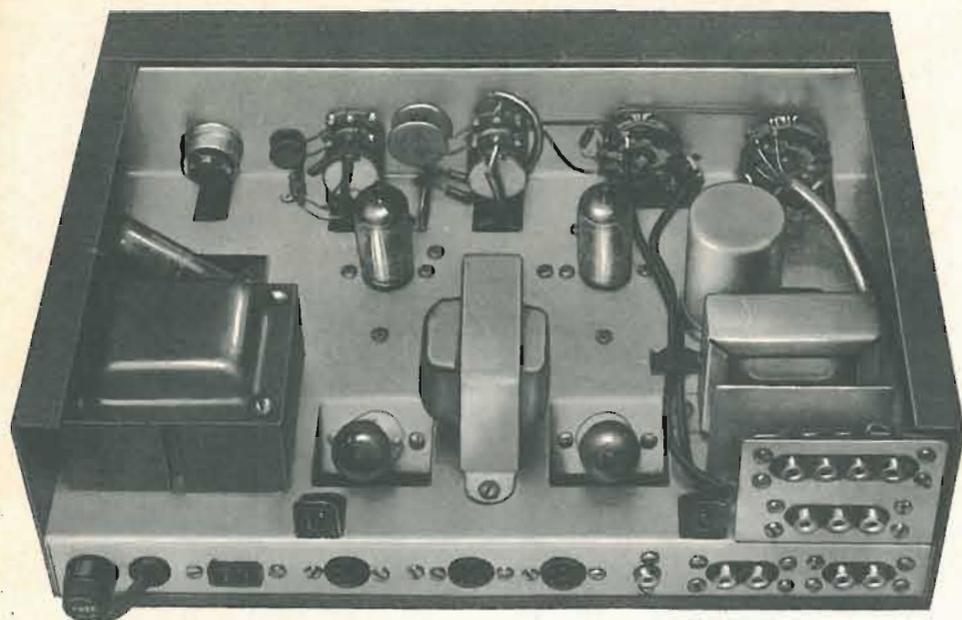
— presa d'alimentazione per eventuale preamplificatore

— riproduzione stereofonica di segnali radiodiffusi commutando le entrate da sintonizzatore AM, FM e FM multiplex

— Interruttore sulla linea di alimentazione separato, indicatore di acceso/spento, fusibile di protezione

— commutatore semifisso per il collegamento in parallelo dei due amplificatori di potenza

— uscita separata per pilotare un eventuale amplificatore di potenza

— dimensioni particolarmente ridotte e possibilità di inserire l'amplificatore in mobili preesistenti adattando semplicemente l'involucro metallico.

Chassis cablato dell'amplificatore EICO mod. AF4 visto dall'alto.

## DATI TECNICI

**Distorsione armonica:**

per uscita ½ W:
inferiore a 0,3% da 100 a 20.000 Hz; 0,6% a 50 Hz, 1,3% a 30 Hz

per uscita 2 W:
inferiore a 0,7% da 100 a 20.000 Hz; 1,3% a 50 Hz, 5,3% a 30 Hz

per uscita 4 W:
inferiore a 1% da 100 a 10.000 Hz; 2,8% a 50 Hz

per uscita 6,4 W:
inferiore a 1% da 200 a 5.000 Hz; 1,9% a 100 Hz

per uscita 8 W:
inferiore a 3% da 200 a 5.000 Hz

**Distorsione d'intermodulazione**

5% per uscita 8 W
2,2% per uscita 4 W
1,4% per uscita 2 W
0,6% per uscita ½ W

**Risposta di frequenza**

± 0,5 dB da 30 a 20.000 Hz (per uscita 2 W)

**Margine di stabilità**

5 dB

**Controreazione**

27 dB

**Controllo di tono**

toni alti: superiore a 9 dB con taglio a 10 kHz

toni bassi: superiore a 8 dB con taglio a 50 Hz

**Sensibilità**

pick-up ceramico: 0,26 V

pick-up a cristallo, sintonizzatore AM, FM, FM multiplex, nastro magnetico: 0,1 V (per uscita 4 + 4) W).



**Impedenza d'entrata**

pick-up ceramico: 2 MΩ
altri ingressi: 1 MΩ

**Rumore**

— 74 dB per piena potenza d'uscita

**Impedenza d'uscita**

4 - 8 - 16 - 32 Ω

**Valvole impiegate**

2/12DW7 - 2/EL 84 - 1/EZ 81

**Alimentazione**

117 V - 60 Hz - 70 W

**Dimensioni**

9 x 30 x 20,5 cm

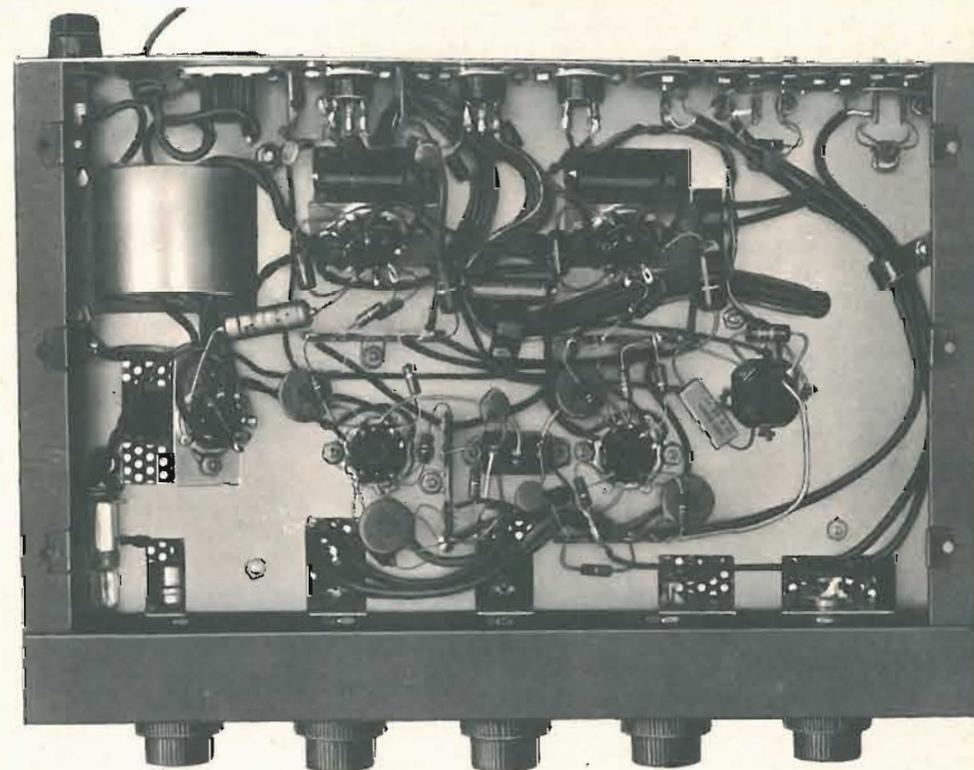
**Peso**

kg 5,5 circa

## DESCRIZIONE DEL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico è indicato in fig. 1 (uguale per i due canali), impiega una valvola 12DW7 (7247) e una EL84 (6BQ5); la 12DW7, di recente costruzione, comprende due triodi con diversi coefficienti di amplificazione (bassa e media pendenza). La sezione a medio « μ » svolge le funzioni di preamplificatore, la seconda sezione (amplificatrice pilota), fornisce un segnale d'ampiezza sufficiente alla valvola finale EL84.

I potenziometri $R_7$ e $R_8$ regolano l'ampiezza dei segnali in entrata; il loro comando è effettuato con manopole concentriche, ferma restando la possibilità di regolazioni separate; una leggera frizione permette il trascinamento contemporaneo delle due manopole.

Il controllo di tono è ottenuto variando le

Chassis cablato dell'amplificatore EICO mod. AF4 visto dal di sotto.

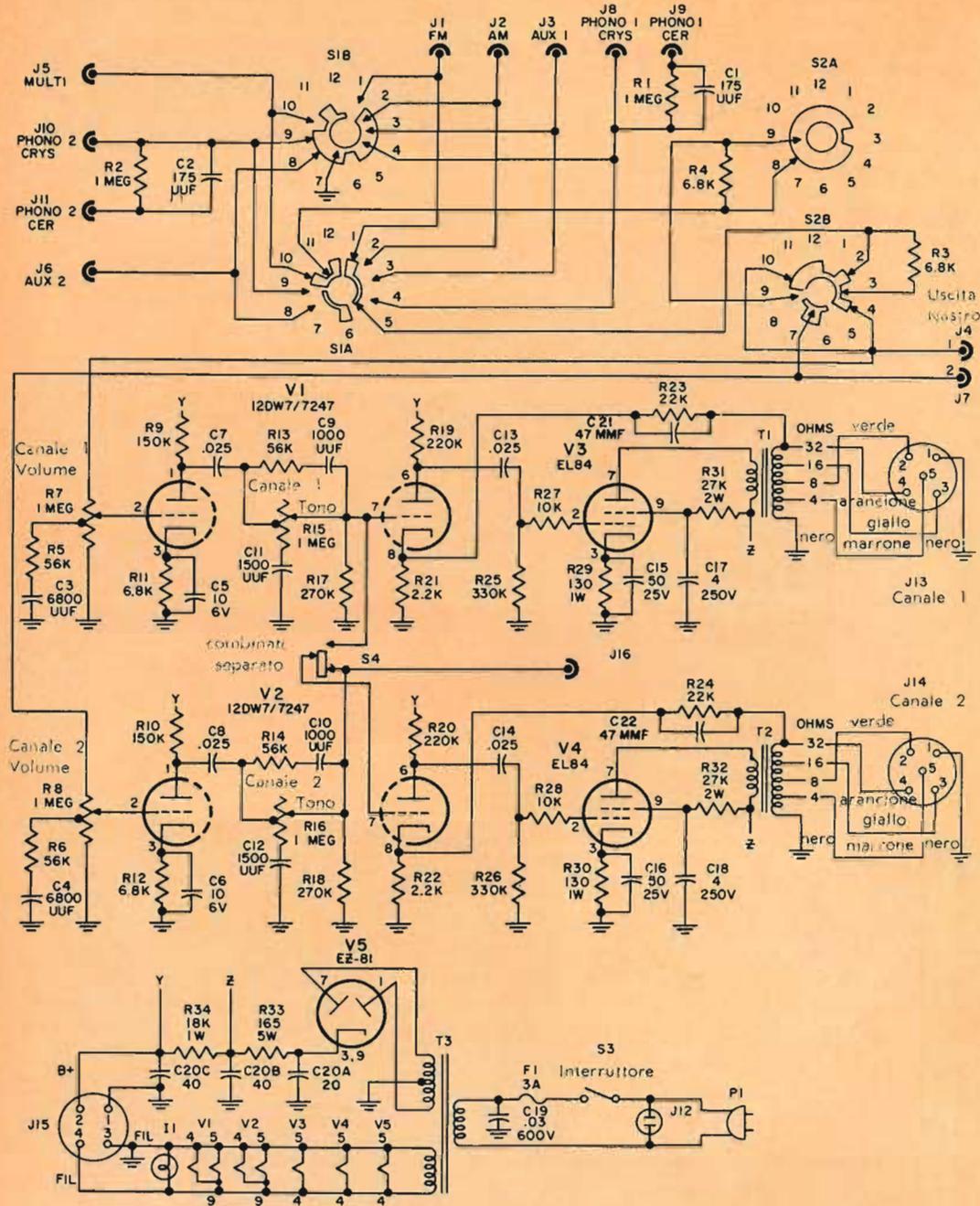



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore EICO Mod. AF4.

Salvo indicazioni contrarie le resistenze sono espresse in ohm e sono di ½ W; i condensatori sono espressi in microfarad; S1 e S2 sono visti di fronte.



costanti RC di accoppiamento fra le due sezioni della 12DW7.

Anche i due potenziometri R15 e R16 da 1 MΩ hanno il comando disposto concentricamente come quelli per il controllo di volume.

Le reti di controreazione R23/C21 e R24/C22, agiscono sulla sezione pilota ai capi della resistenza catodica di 2200 Ω.

Il secondario del trasformatore d'uscita è a prese multiple, e consente l'allacciamento a qualsiasi sistema di riproduzione con impedenza da 4, 8, 16 e 32 Ω.

Il commutatore S4, situato sul telaio di base, è accessibile dopo aver tolto la griglia di protezione dell'amplificatore e consente l'allacciamento in parallelo dei due stadi finali per una uscita di 8 W complessivi; il segnale pilota è quello relativo al canale n. 1, mentre è possibile prelevare, attraverso la presa J16, il segnale del 2° canale da inviare a un amplificatore esterno. In tal modo, e cioè con la semplice aggiunta di un amplificatore monofonico da 8 W, si può raddoppiare la potenza sonora del complesso stereofonico portandola a 16 W complessivi.

Alle prese J4 e J7 è disponibile un'uscita stereofonica per incisioni su nastro magnetico. La presa J15 a quattro contatti, serve a prelevare l'alimentazione per un preamplificatore separato.

L'alimentatore è del tipo convenzionale con rettificazione a doppia semionda: al punto Z è presente una tensione parzialmente filtrata per l'alimentazione degli stadi finali, mentre un ulteriore spianamento, effettuato dalla cellula R34 e C20, consente l'alimentazione dei primi stadi di amplificazione (punto Y).

Una particolare attenzione invece merita la selezione dei circuiti in ingresso affidata ai commutatori S1A/B e S2A/B.

In particolare il commutatore S1A/B (SELECTOR) consente:

**a)** Nella 1ª posizione, l'ascolto del segnale FM-Multi.

**b)** Nella 2ª posizione, l'ascolto di segnali AM/FM.

**c)** Nella 3ª posizione, l'ascolto di segnali in arrivo dal registratore.

**d)** Nella 4ª posizione, l'ascolto di segnali in arrivo dal giradischi.

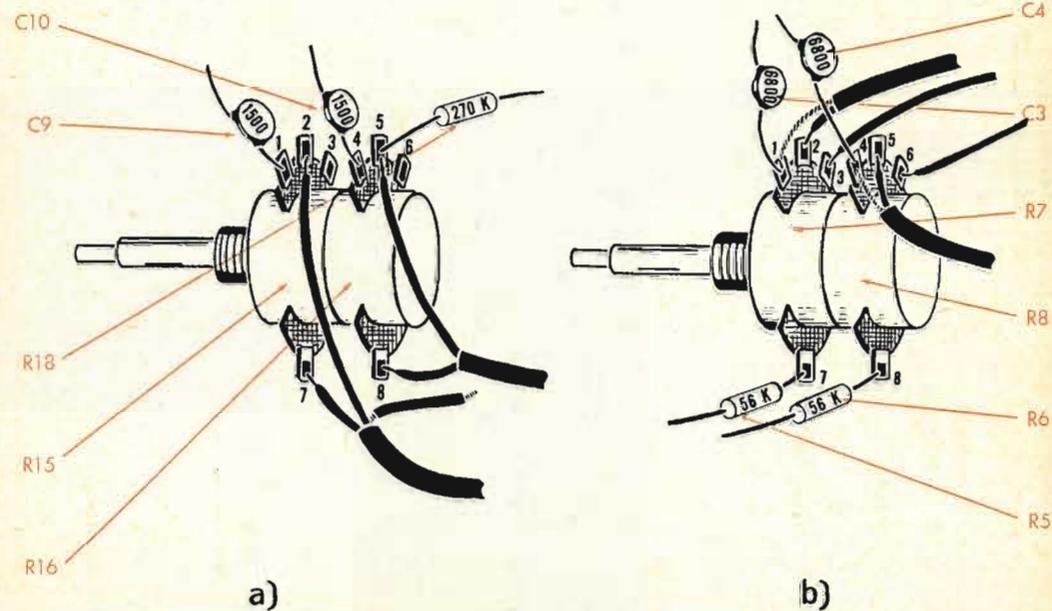
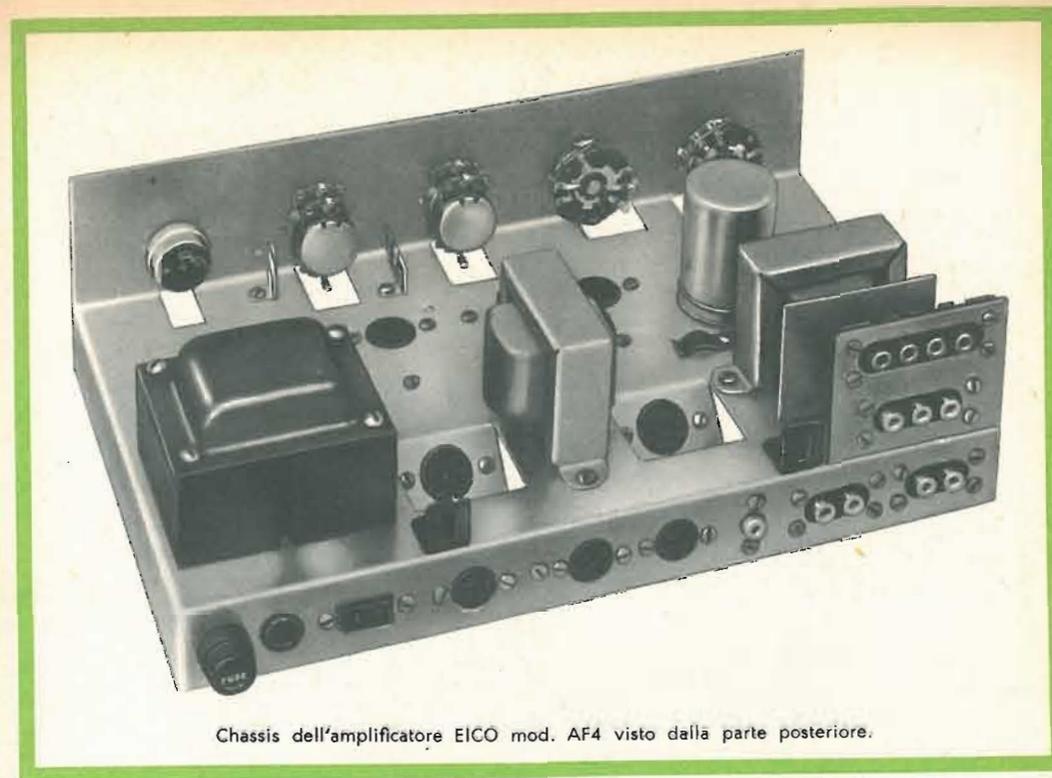



Fig. 2 - a) Particolare del cablaggio dei potenziometri per la regolazione di tono (canali 1-2) b) Particolare del cablaggio dei potenziometri per la regolazione del volume (canali 1-2).

## COMBINAZIONI POSSIBILI MEDIANTE I COMMUTATORI S2 A/B « MODE » E S1 A/B « SELECTOR »

| Posizioni Commutatore S2 A/B « MODE » | Posizioni Commutatore S1 A/B « SELECTOR » | | | |
|---|---|---|---|---|
| | **FM-multiplex** | **AM/FM** | **Nastro Magnetico** | **FONO** |
| **Controllo 1° Amplificatore** | FM → 1° Ampl. | AM → 1° Ampl. | Nastro 1° → 1° Ampl. | Fono 1° → 1° Ampl. |
| **Controllo 2° Amplificatore** | Multiplex → 2° Ampl. | FM → 2° Ampl. | Nastro 2° → 2° Ampl. | Fono 2° → 2° Ampl. |
| **Riproduz. Stereo Normale** | FM → 1° Ampl.<br>Multiplex → 2° Ampl. | AM → 1° Ampl.<br>FM → 2° Ampl. | Nastro 1° → 1° Ampl.<br>Nastro 2° → 2° Ampl. | Fono 1° → 1° Ampl.<br>Fono 2° → 2° Ampl. |
| **Riproduz. Stereo Invertita** | FM → 2° Ampl.<br>Multiplex → 1° Ampl. | AM → 2° Ampl.<br>FM → 1° Ampl. | Nastro 1° → 2° Ampl.<br>Nastro 2° → 1° Ampl. | Fono 1° → 2° Ampl.<br>Fono 2° → 1° Ampl. |
| **Sintonizzatore monofonico Nastro Magnetico** | FM → 1°/2° Ampl. | AM → 1°/2° Ampl. | Nastro 1° → 1°/2° Ampl. | Fono 1° → 1°/2° Ampl. |
| **Fono monofonico . . .** | | | | Fono 1° e 2° miscelati su 1° e 2° Ampl. |



Chassis dell'amplificatore EICO mod. AF4 visto dalla parte posteriore.

Il commutatore S2A/B consente:

Nella posizione 1, la prova dell'amplificatore del 1° canale

Nella posizione 1, la prova dell'amplificatore del 2° canale

Nelle posizioni 3 e 4 il funzionamento « Stereo » con canali d'amplificazione diretti o invertiti

Nella posizione 5, i due canali funzionano amplificando separatamente lo stesso segnale in arrivo da « tuner » o nastro magnetico.

Nella posizione 6 si compongono i due segnali stereo in arrivo dal giradischi per un ascolto monoaurale esente da modulazione verticale.

Nella tabella qui accanto sono indicate tutte le combinazioni rese possibili dai due commutatori, una volta collegati i segnali 1 e 2 ai rispettivi ingressi.

### MONTAGGIO MECCANICO ED ELETTRICO

Le figure 3 e 4 danno una vista « esplosa » rispettivamente della parte superiore e inferiore del telaio di base. Tutti i componenti meccanici cioè, sui rispettivi assi dei fori di fissaggio, sono stati dal disegnatore come « strappati » dal telaio. Con ciò, chi si accinge alla costruzione dell'amplificatore dispone di una vista d'assieme completa nei minimi particolari e una guida sicura al montaggio dei vari componenti sul telaio meglio che con qualsiasi altra fotografia o disegno.

Come per ogni altra realizzazione convenzionale, si inizierà fissando (con viti, dadi e ranelle dentellate):

— Il trasformatore d'alimentazione T3

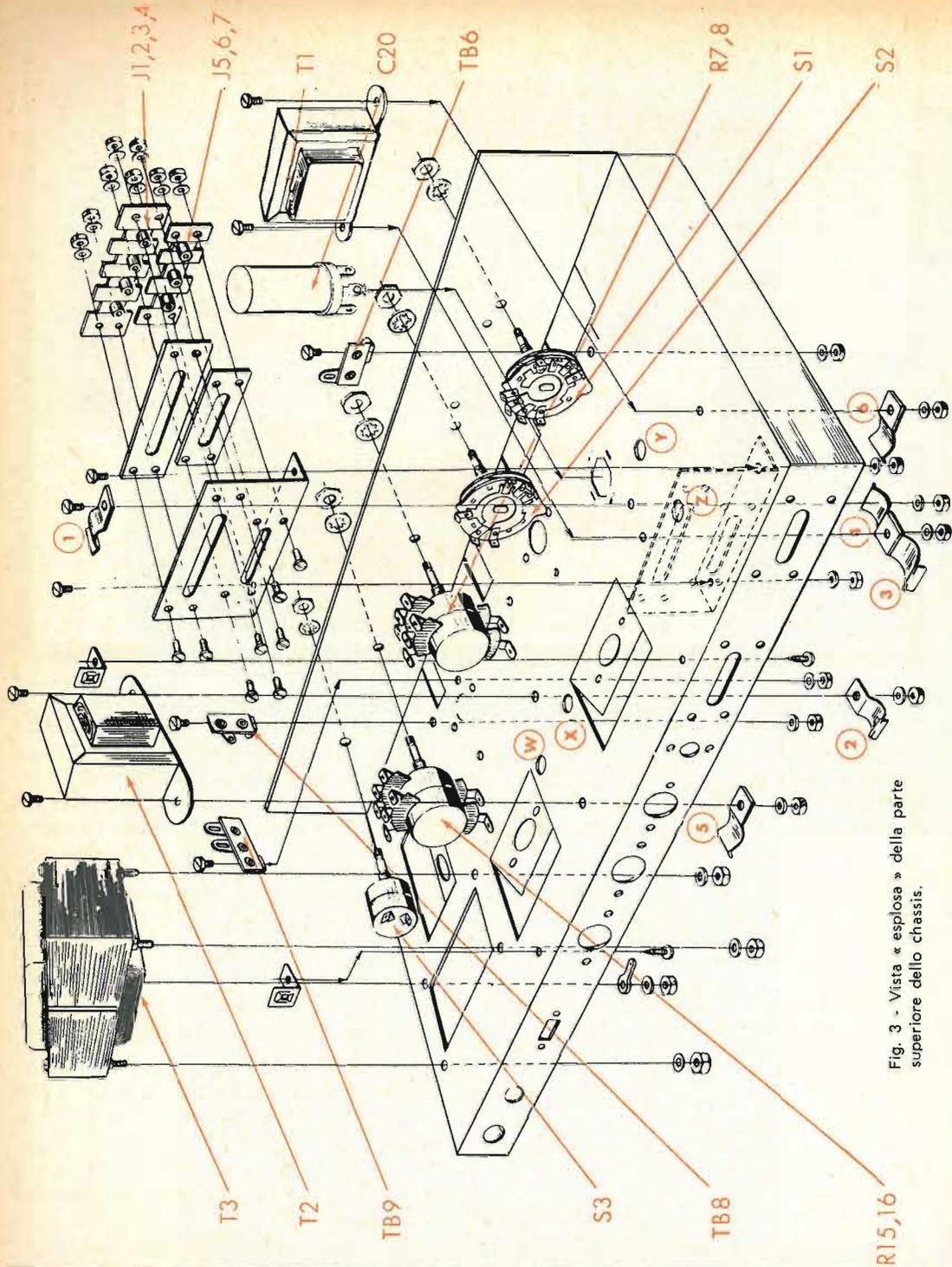
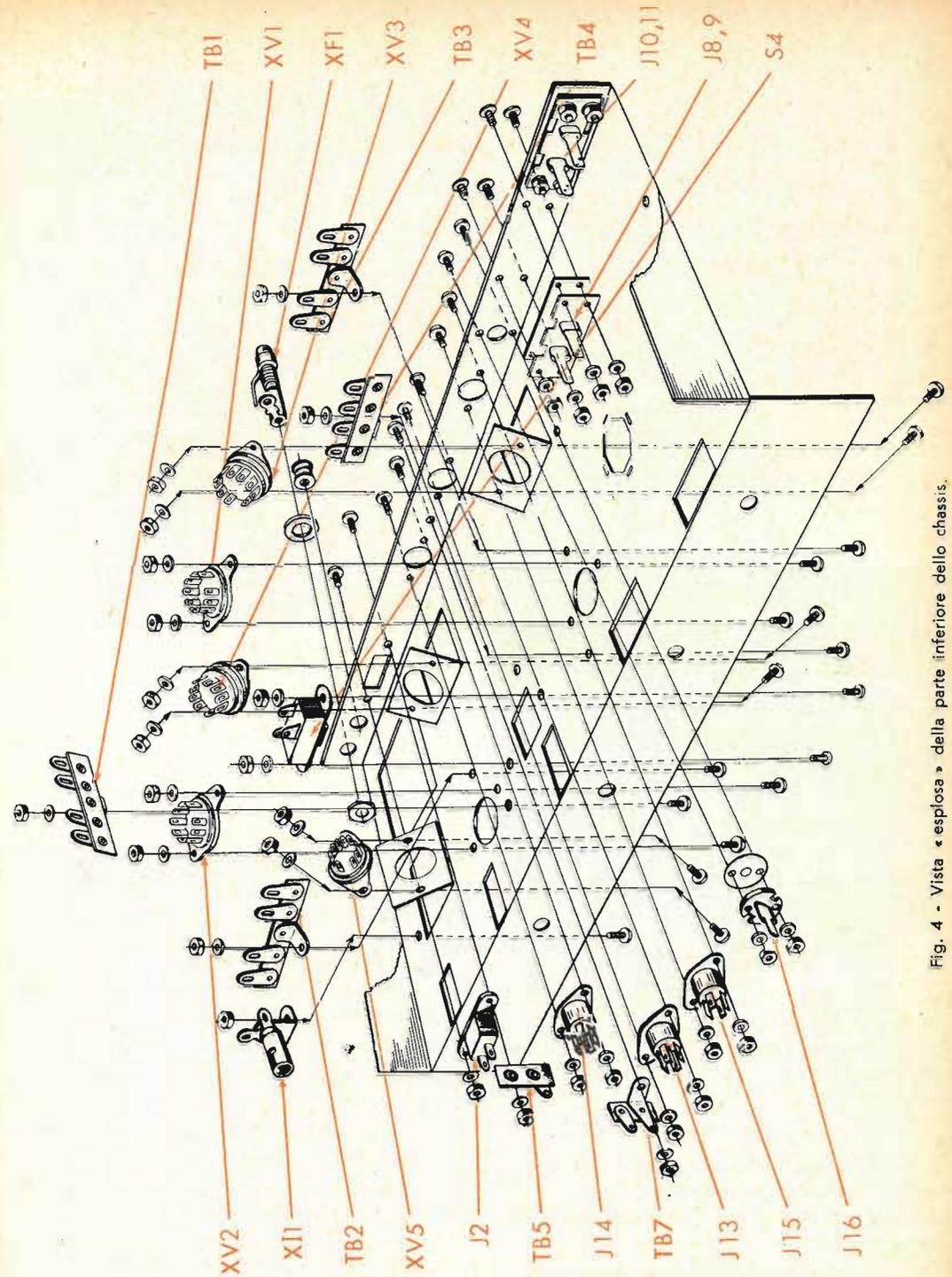
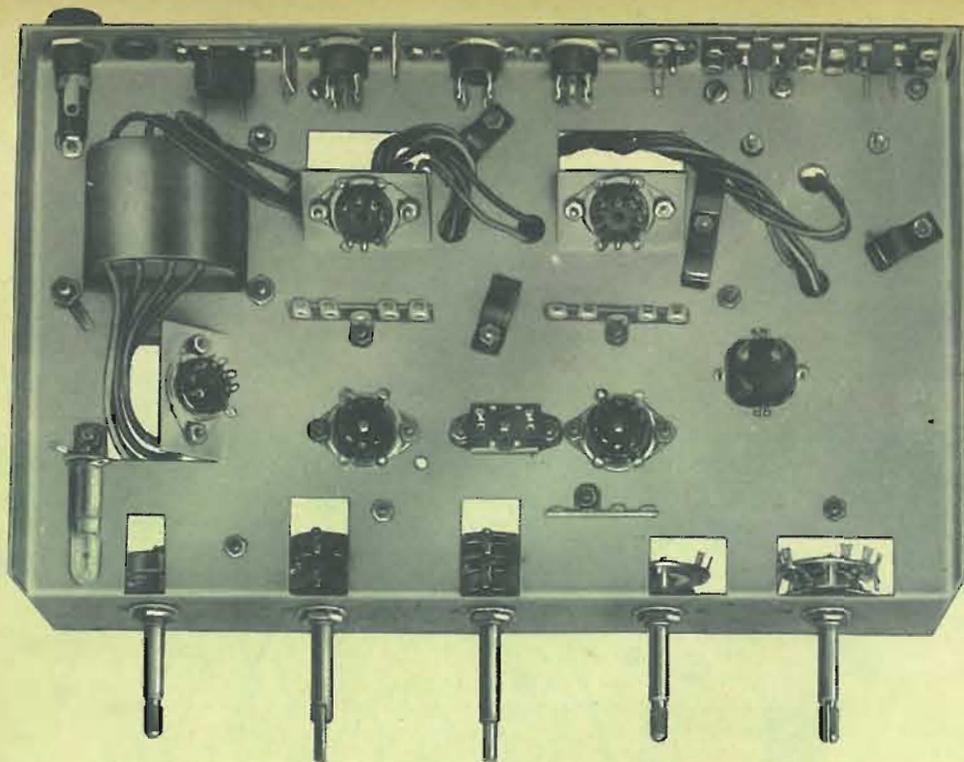
— i due trasformatori d'uscita T1/T2

— i due potenziometri doppi, i due commutatori S1 e S2 e l'interruttore di linea S3

— tutte le prese J1/2/3/4/5/6/7 tramite il supporto a squadra e gli spessori di bakelite

— Il condensatore elettrolitico C20

— gli ancoraggi isolati TB6/TB8/TB9

— i passafili indicati coi numeri 1/2/3/4/5/6, che serviranno a riunire e a

Chassis dell'amplificatore EICO mod. AF4 visto dal di sotto.

fissare al telaio i cavi schermati. Questi passafili verranno bloccati sfruttando viti e dadi di fissaggio degli altri componenti, come è indicato in fig. 3

Nella parte inferiore del telaio (figura 4) si fisserranno:

— gli zoccoli delle valvole, opportunamente orientati

— il deviatore S4

— la lampada spia XI 1

— gli ancoraggi isolati TB1/TB2/TB3/TB4/TB5/TB7

— il porta fusibile XF1, le morsettiere J8/9 e J10/11, le uscite J13/J14/J15/J16

— la presa d'alimentazione ausiliaria J2

Il cablaggio non presenta particolari difficoltà, basta seguire fedelmente l'indicazione delle tabelle riportate a pag. 785 e seguenti.

E' importante rispettare la disposizione delle resistenze, dei condensatori e delle filature, magari aiutandosi con le fotografie.

Sono assolutamente da evitare sia gli spargimenti di stagno che le saldature fredde. A cablaggio ultimato, confrontare il montaggio eseguito con lo schema elettrico: infatti una eventuale anomalia di funzionamento sarà imputabile solo a un collegamento errato.

Una volta controllato che tutti i comandi funzionino in modo normale, si potrà procedere alla chiusura definitiva dell'apparecchio nella custodia di protezione.

La figura 11 illustra le fasi terminali d'assiemaggio; l'ordine delle operazioni è il seguente:

— fissaggio al telaio delle fasce laterali

— montaggio e centratura, rispetto ai perni dei potenziometri e dei commutatori, della piastra frontale

— pannello inferiore, fermato con 6 viti autofilettanti che entreranno in 6 mollette fissate a forza negli appositi fori di alloggiamento ricavati sulle fasce laterali.

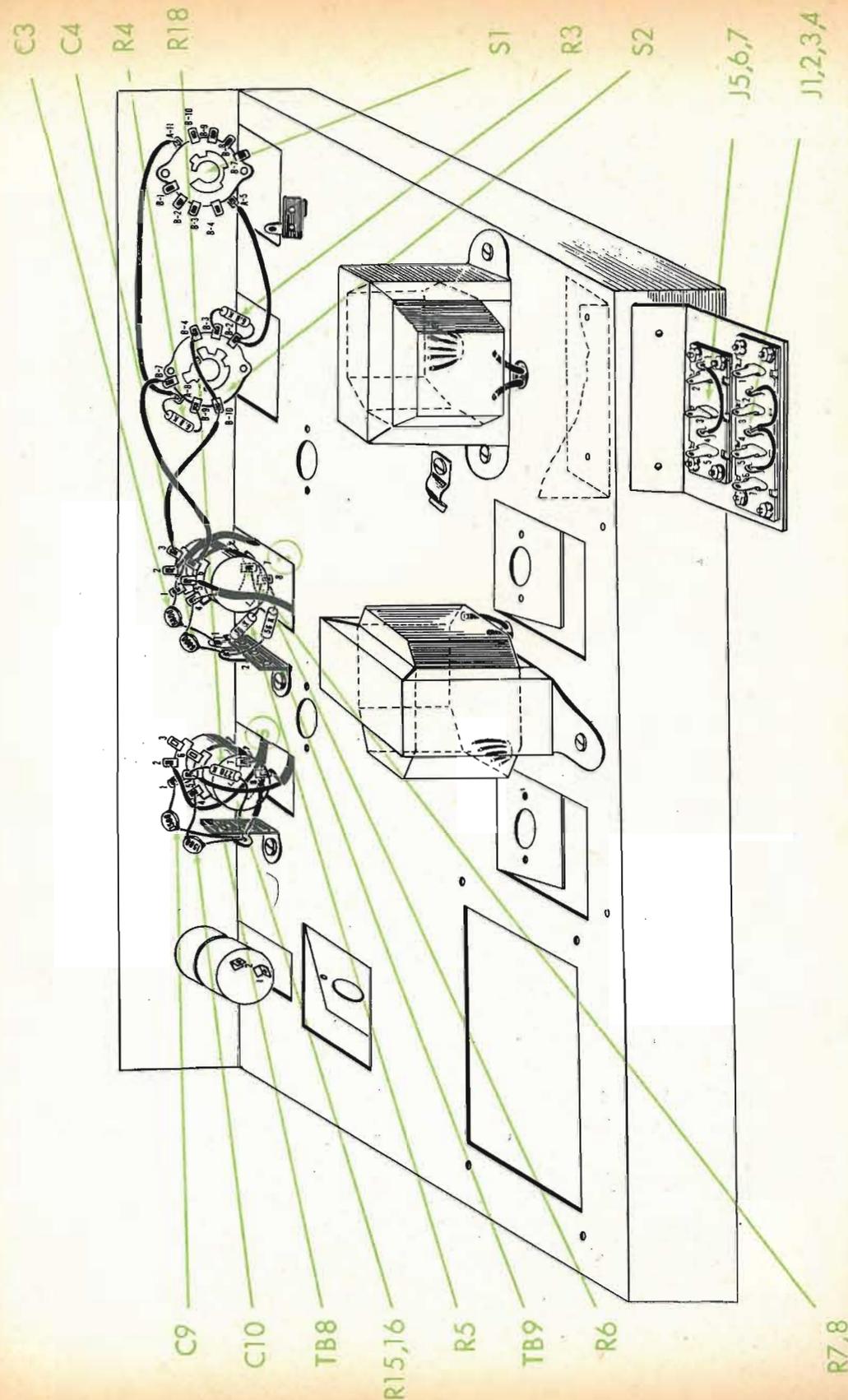
— Infine, chiudere la parte superiore con la griglia scorrevole e fissare la targhetta frontale litografata.



Fig. 5 - Cablaggio parziale della parte superiore dello chassis.

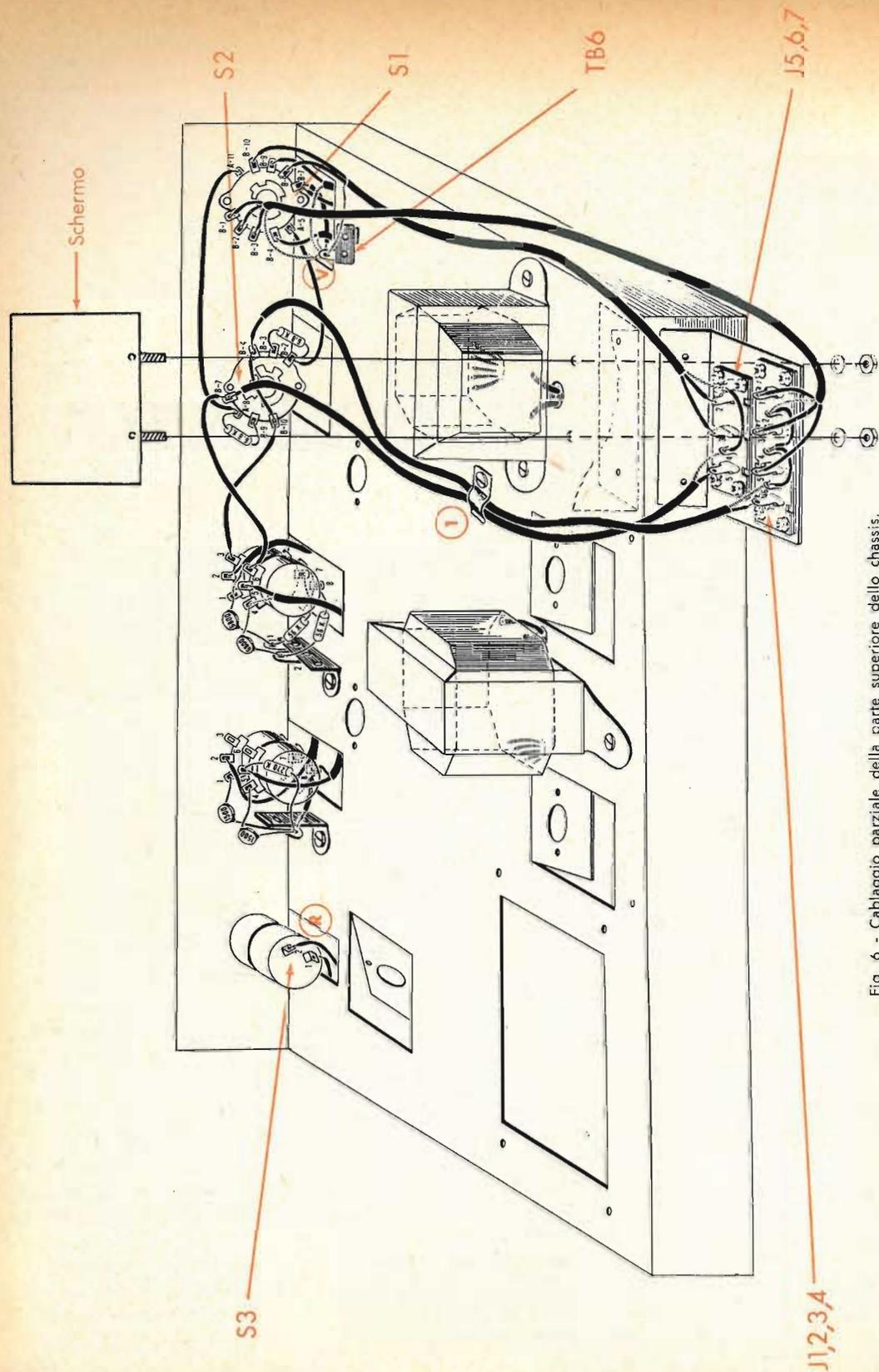
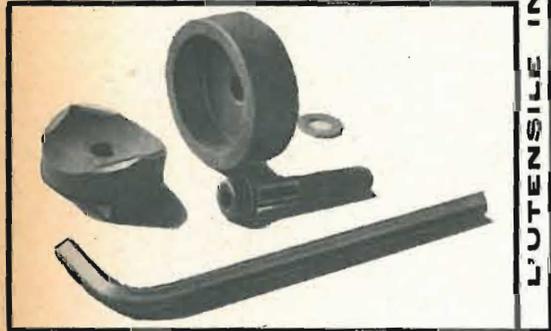
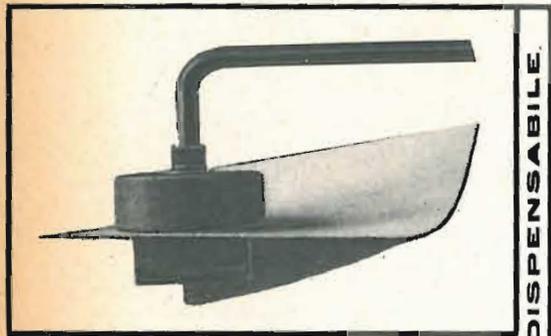



Fig. 6 - Cablaggio parziale della parte superiore dello chassis.



## OPERAZIONI DI CABLAGGIO RELATIVE ALLE FIGURE 1/2/5/6 (TELAIO SUPERIORE)

| Sigla | Descrizione | Da terminale | A terminale |
|---|---|---|---|
| | Connessione diretta | R7/8-6 | S2B/7 |
| | » » | R7/8-3 | S2B/10 |
| | » » | S1A - 5 | S2B-2 |
| | » » | S1A - 11 | S2A-8 |
| | » » | S2B - 4 | S2B-10 |
| | » » | J5/6/7-1 | J5/6/7-4 |
| | » » | J1/2/3/4-2 | J1/2/3/4-4 |
| | » » | J1/2/3/4-4 | J1/2/3/4-6 |
| | » » | S1B - 7 | TB6 |
| | » » | S3 - 1 | XF1-1 |
| | » » | S3 - 2 | J12-2 |
| | **Collegamenti schermati** | | |
| | Conduttore | R7/8-5 | XV2-2 |
| | Schermo | R7/8-4 | TB1-4 |
| | Conduttore | R7/8-2 | XV1-2 |
| | Schermo | R7/8-1 | TB4-3 |
| | Conduttore | S2B-7 | J5/6/7-5 |
| | Schermo | — | J5/6/7-4 |
| | Conduttore | S2B-4 | J1/2/3/4-7 |
| | Schermo | — | J1/2/3/4-6 |
| | Conduttore | S1B-9 | J10/11-2 |
| | Schermo | TB6 | J10/11-1 |
| | Conduttore | S1B-4 | J8/9-2 |
| | Schermo | TB6 | J8/9-1 |
| | marrone | R15/16-7 | TB4-2 |
| | rosso | R15/16-2 | S4-3 |
| | schermo | TB8 | TB4-3 |
| | marrone | R15/16-8 | TB1-3 |
| | rosso | R15/16-5 | S4-1 |
| | schermo | — | TB1-4 |
| | marrone | S1B-10 | J5/6/7-2 |
| | rosso | S1B-8 | J5/6/7-3 |
| | schermo | TB6 | J5/6/7-1 |
| | marrone | S1B-1 | J1/2/3/4-1 |
| | rosso | S1B-2 | J1/2/3/4-3 |
| | arancio | S1B-3 | J1/2/3/4-5 |
| | schermo | TB6 | J1/2/3/4-2 |
| | **Resistenze e condensatori** | | |
| C 9 | Cond. 1500 pF | R15/1 | TB8 |
| C10 | Cond. 1500 pF | R16/4 | TB8 |
| R18 | Res. 270 k Ω | R16/5 | TB8 |
| R 5 | Res. 56 k Ω | R7,8/7 | TB9/1 |
| R 6 | Res. 56 k Ω | R7,8/8 | TB9/2 |
| C 3 | Cond. 6800 pF | R7,8/1 | TB9/1 |
| C 4 | Cond. 6800 pF | R7,8/4 | TB9/2 |
| R 3 | Res. 6800 Ω | S2B/2 | S2B/3 |
| R 4 | Res. 6800 Ω | S2B/9 | S2A/8 |

## CONNESSIONI DIRETTE RELATIVE ALLE FIGURE 7/8/9/10 (TELAIO INFERIORE)

| Da terminale | A terminale |
|---|---|
| TB7-1 | J14-1 |
| TB7-1 | J13-1 |
| « Z » blu | XV3-7 |
| « Z » rosso | TB3-4 |
| « X » blu | XV4-7 |
| « X » rosso | TB2-4 |
| T3 nero | J12-1 |
| T3 nero | XF1-2 |
| T3 bianco | lug « A » |
| 23 giallo/rosso | lug « A » |
| « W » verde | J14-2 |
| « W » giallo | J14-3 |
| « W » marrone | J14-5 |
| « W » arancio | J14-4 |
| « W » nero | TB7-1 |
| « Y » verde | J13-2 |
| « Y » marrone | J13-5 |
| « Y » giallo | J13-3 |
| « Y » arancio | J13-4 |
| « Y » nero | TB7-1 |
| XV5-5 | X11-1 |
| XV5-4 | X11-2 |
| XV5-5 | XV4-5 |
| XV5-4 | XV4-4 |
| XV5-5 | XV2-5 |
| XV5-4 | XV2-9 |
| XV2-5 | XV2-4 |
| XV2-4 | lug « B » |
| XV4-4 | XV3-4 |
| XV4-5 | XV3-5 |
| T3 verde | XV4-4 |
| T3 verde | XV4-5 |
| XV3-4 | XV1-5 |
| XV3-5 | XV1-9 |
| XV1-5 | XV1-4 |
| XV3-4 | J15-4 |
| XV3-5 | J15-3 |
| XV5-3 | C20-A |
| XV5-3 | XV5-9 |
| T3 rosso | XV5-1 |
| T3 rosso | XV5-7 |
| TB5 | XV2-8 |
| TB3-1 | C20-C |
| TB7-2 | XV1-8 |
| TB2-1 | TB1-1 |
| XV2-7 | S4-2 |
| XV1-7 | S4-3 |
| TB2-3 | TB3-3 |
| TB2-4 | TB3-4 |
| TB1-1 | TB3-1 |
| TB3-3 | TB4-3 |
| TB4-3 | TB1-4 |
| C20-C | TB4-1 |
| J15-1 | lug « H » |
| J15-2 | C20-C |
| C20-B | TB3-4 |
| J8/9-1 | J8/9-4 |
| J10/11-1 | J10/11-4 |
| Cordone linea | J12-1 |
| Cordone linea | J12-2 |
| S1B-7 | TB4-3 |

J10,11 J8,9 J16 J15 XV3 TB3 C20 S4 XV1 TB4

XF1 J12 J14 R24 TB5 C19 T3 TB7 R23 J13 XV4 XV5 X11 TB2 XV2

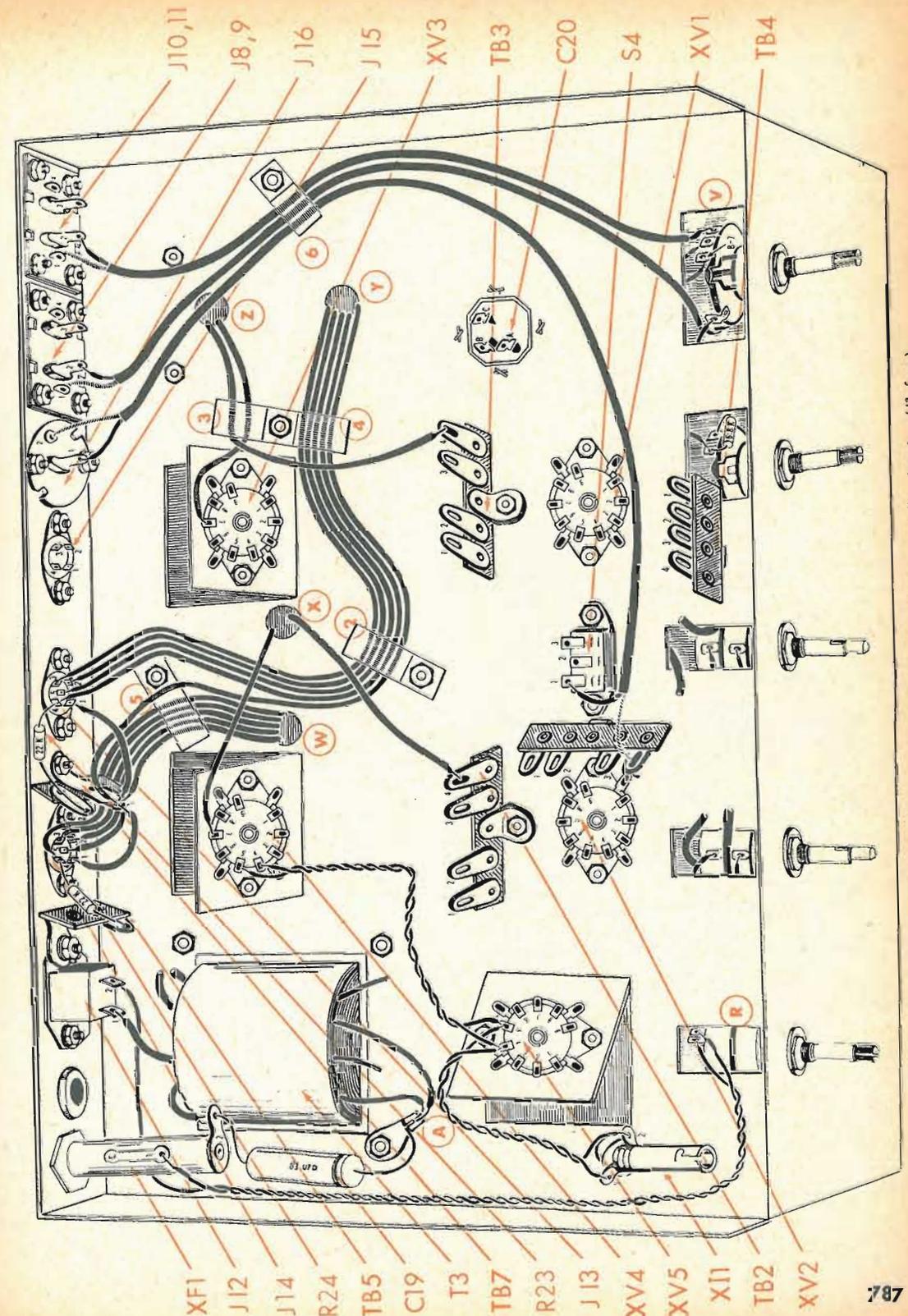



Fig. 7 - Cablaggio parziale della parte inferiore dello chassis (1ª fase).

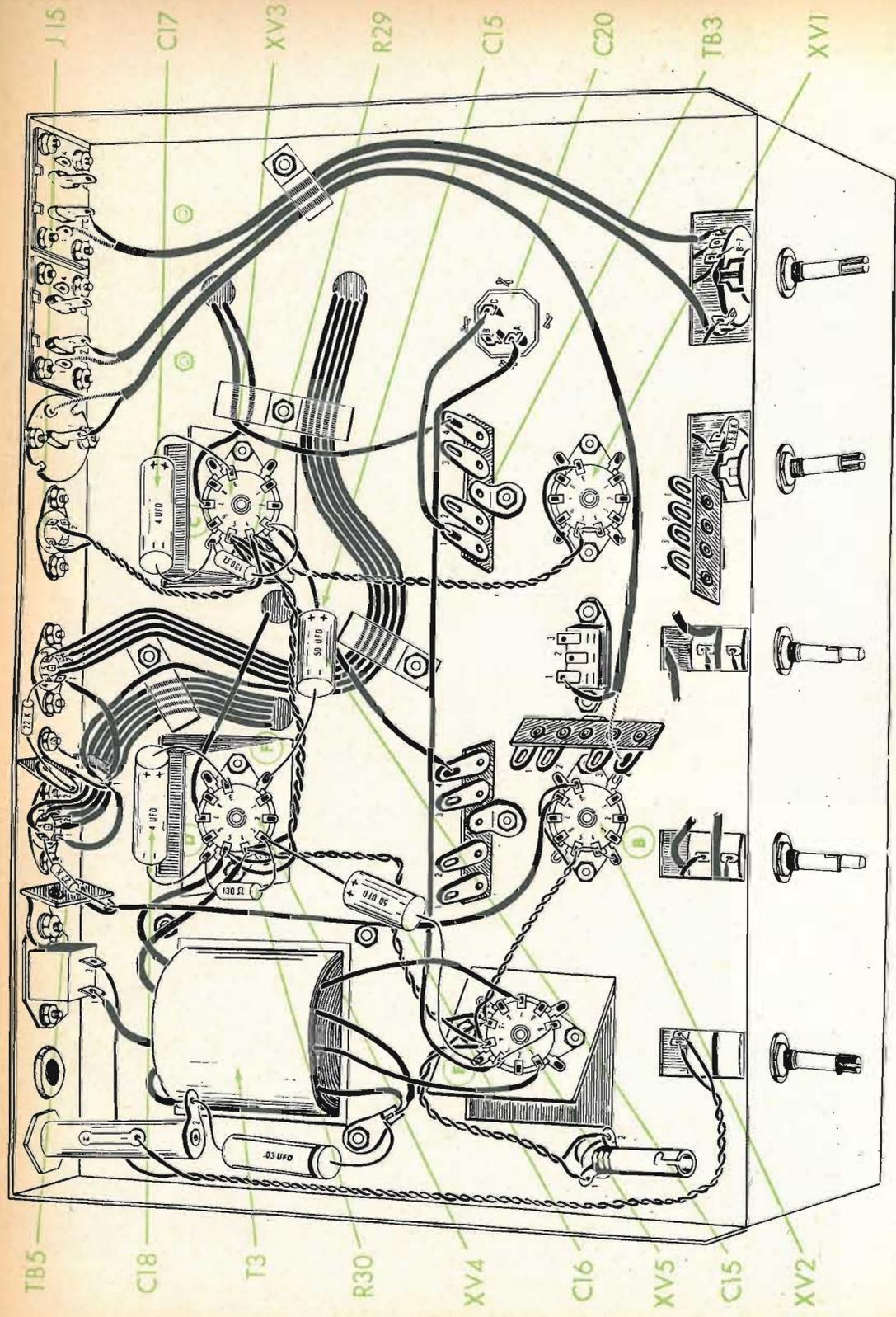



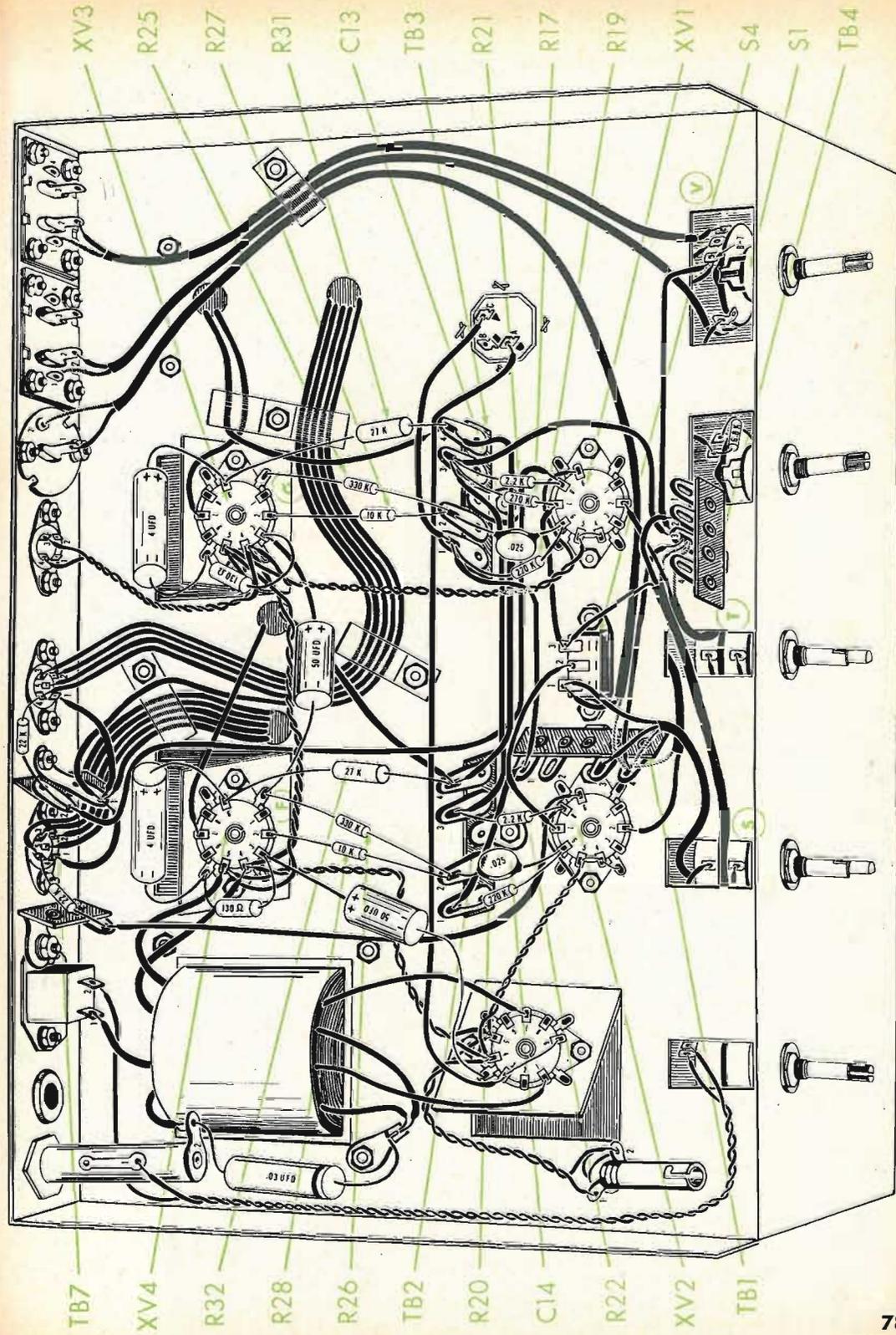
Fig. 8 - Cablaggio parziale della parte inferiore dello chassis (IIª fase).



Fig. 9 - Cablaggio parziale della parte inferiore dello chassis (IIIª fase).

## OPERAZIONI DI CABLAGGIO RELATIVE ALLE FIGURE 7/8/9/10 (TELAIO INFERIORE)

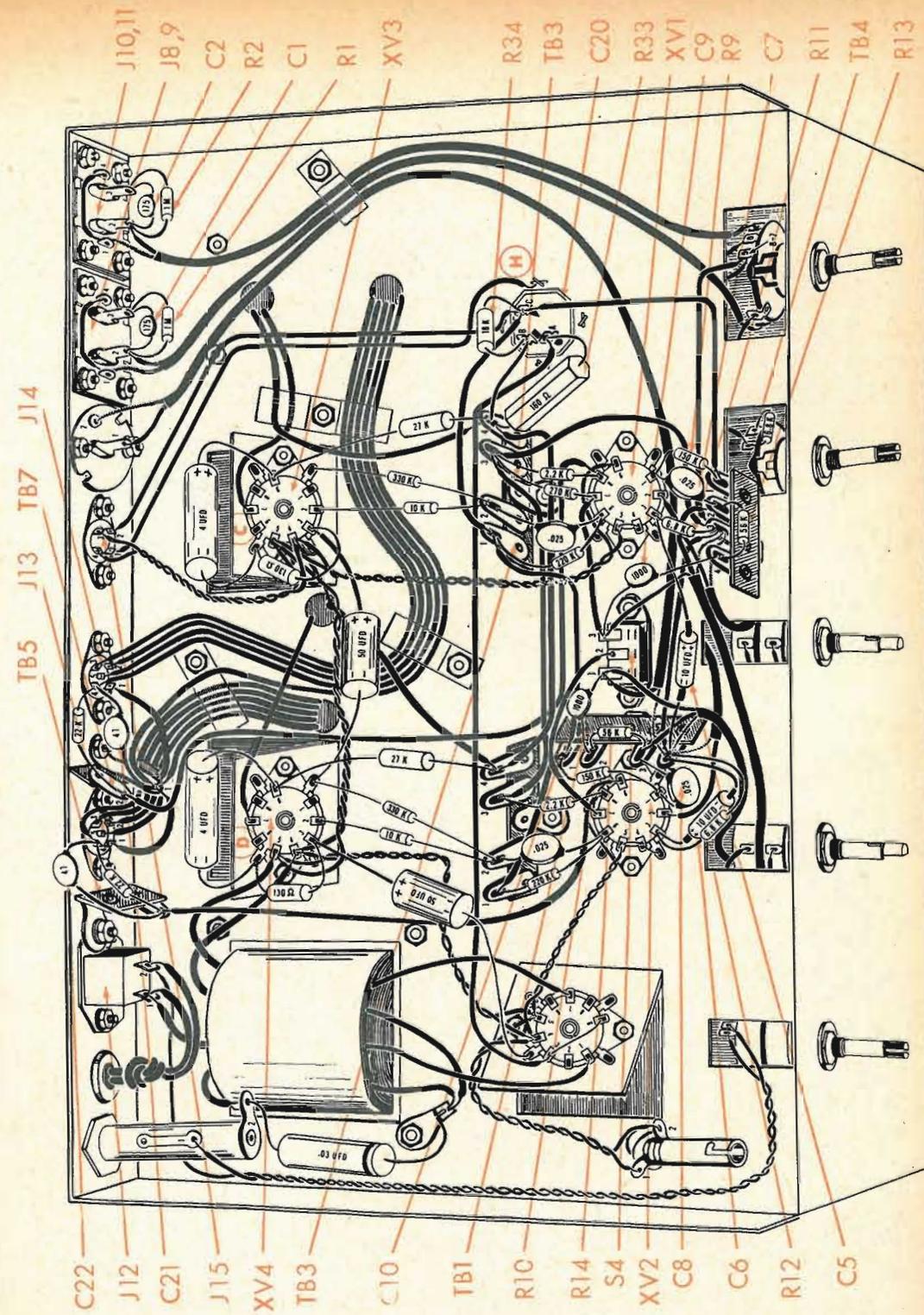
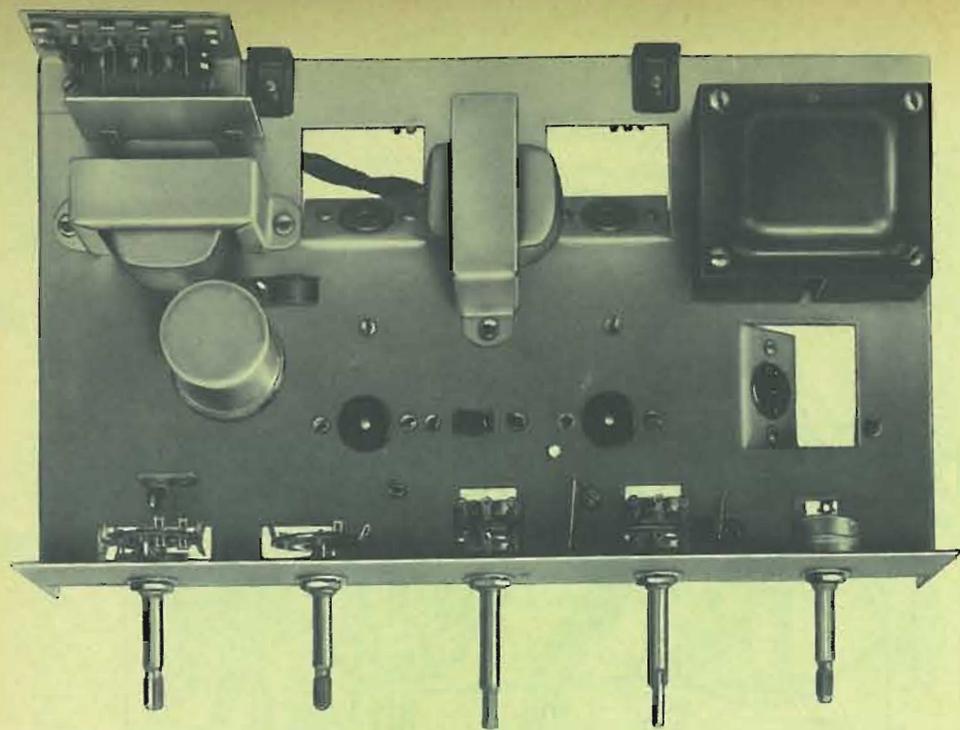
| Sigla | Descrizione | Da terminale | A terminale |
|---|---|---|---|
| | **Collegamenti schermati** | | |
| | Conduttore . . . . . . | J16-1 | S4-1 |
| | Schermo . . . . . . | J16-2 | TB1-4 |
| | **Resistenze e Condensatori** | | |
| R23 | 22 k Ω . . . . . . . . | J13-4 | TB7-2 |
| R24 | 22 k Ω . . . . . . . . | J14-4 | TB5 |
| C19 | 30.000 pF . . . . . . . | XF1-2 | lug «A» |
| R29 | 130 Ω . . . . . . . . | XV3-3 | lug «C » |
| R30 | 130 Ω . . . . . . . . | XV4-3 | lug «D» |
| C16 | 50 µF 25 VL . . . . . . | + XV4-3 | lug «E» |
| C15 | 50 µF 25 VL . . . . . . | + XV3-3 | lug «F» |
| C17 | 4 µF 250 VL . . . . . . | + XV3-9 | lug «C» |
| C18 | 4 µF 250 VL . . . . . . | + XV4-9 | lug «D» |
| R25 | 330 k Ω . . . . . . . | TB3-2 | lug «G» |
| R26 | 330 k Ω . . . . . . . | TB2-2 | lug «F» |
| R27 | 10 k Ω . . . . . . . . | XV3-2 | TB3-2 |
| R28 | 10 k Ω . . . . . . . . | XV4-2 | TB2-2 |
| R31 | 27 k Ω 2 W . . . . . . | XV3-9 | TB3-4 |
| R32 | 27 k Ω 2 W . . . . . . | XV4-9 | TB2-4 |
| R19 | 220 k Ω . . . . . . . | XV1-6 | TB3-1 |
| R20 | 220 k Ω . . . . . . . | XV2-6 | TB2-1 |
| C13 | 25.000 pF . . . . . . . | XV1-6 | TB3-2 |
| C14 | 25.000 pF . . . . . . . | XV2-6 | TB2-2 |
| R21 | 2200 Ω . . . . . . . . | XV1-8 | TB3-3 |
| R22 | 2200 Ω . . . . . . . . | XV2-8 | TB2-3 |
| R17 | 270 k Ω . . . . . . . | XV1-7 | TB3-3 |
| R 9 | 150 k Ω . . . . . . . | XV1-1 | TB4-1 |
| R10 | 150 k Ω . . . . . . . | XV2-1 | TB1-1 |
| C10 | 1000 pF . . . . . . . | TB1-2 | S4-1 |
| R11 | 6800 Ω . . . . . . . | XV1-3 | TB4-3 |
| R12 | 6800 Ω . . . . . . . | XV2-3 | TB1-4 |
| R13 | 56 k Ω . . . . . . . | TB4-2 | TB4-4 |
| R14 | 56 k Ω . . . . . . . | TB1-2 | TB1-3 |
| C5 | 10 µF 6 VL . . . . . . | + XV1-3 | TB1-4 |
| C6 | 10 µF 6 VL . . . . . . | + XV2-3 | TB1-4 |
| C9 | 1000 pF . . . . . . . | S4-3 | TB4-4 |
| C7 | 25.000 pF . . . . . . . | XV1-1 | TB4-2 |
| C8 | 25.000 pF . . . . . . . | XV2-1 | TB1-3 |
| R33 | 165 Ω 5 W . . . . . . | TB3-4 | C20-A |
| R34 | 18 k Ω 1 W . . . . . . | C20-C | C20-B |
| R1 | 1 M Ω . . . . . . . . | J8/9-2 | J8/9-3 |
| R2 | 1 M Ω . . . . . . . . | J10/11-2 | J10/11-3 |
| C1 | 175 pF . . . . . . . . | J8/9-2 | J8 9-3 |
| C2 | 175 pF . . . . . . . . | J10/11-2 | J10/11-3 |
| C21 | 47 pF . . . . . . . . | J13-4 | TB7-2 |
| C22 | 47 pF . . . . . . . . | J14-4 | TB5 |



Fig. 10 - Cablaggio parziale della parte inferiore dello chassis (IVa fase).

Chassis dell'amplificatore EICO mod. AF4 visto dall'alto.

La G.B.C. alla 28ª Mostra Radio TV di Milano

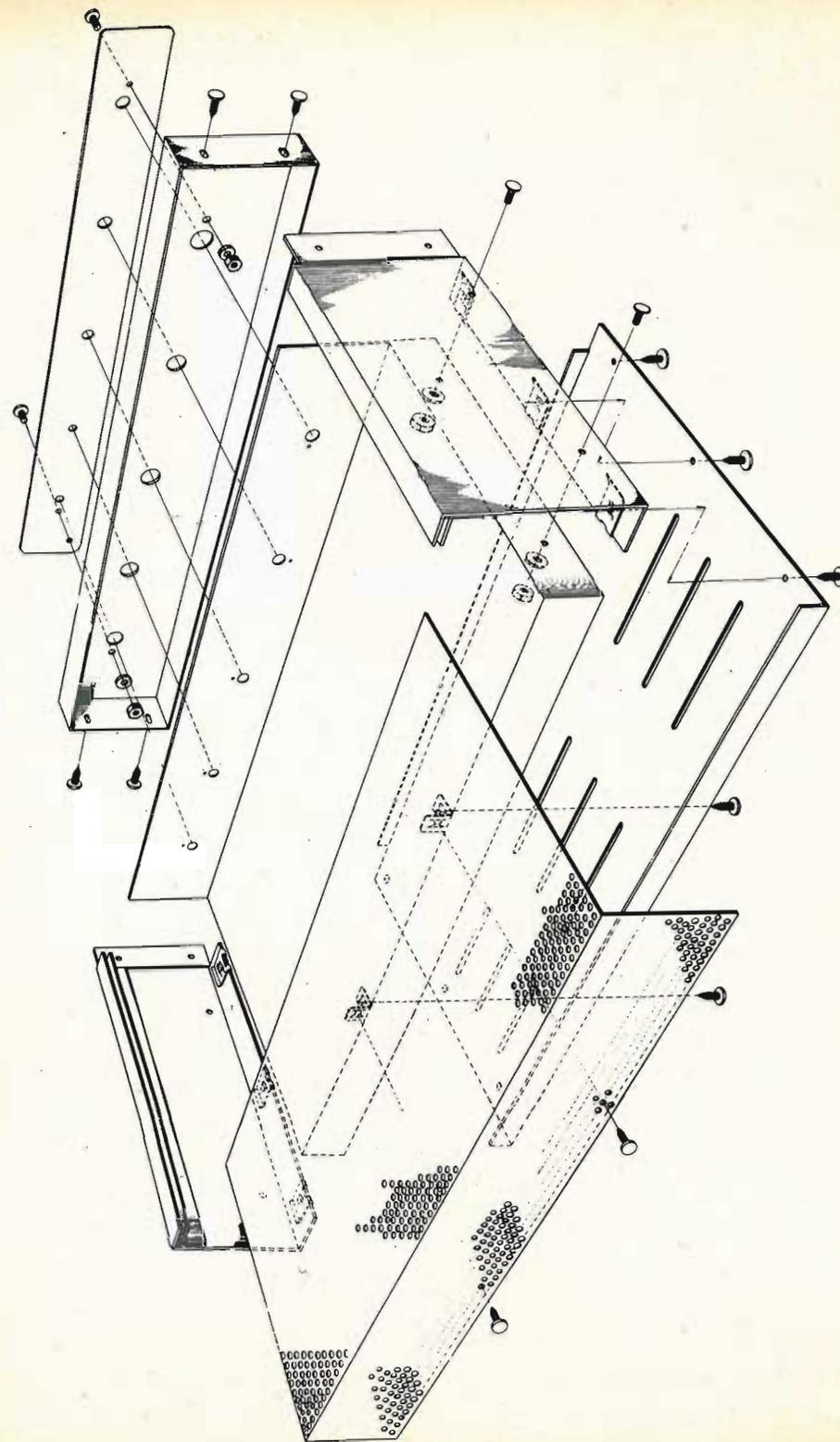



Fig. 11 - Montaggio meccanico della custodia esterna.

### Ventilazione

Come ogni altro complesso elettronico a valvole, l'AF4, anche in condizioni normali di funzionamento, produce una notevole quantità di calore.

E' opportuno quindi dimensionare con una certa larghezza l'abitacolo che dovrà ospitare l'amplificatore, specialmente quando si preveda di raggruppare amplificatore, giradischi e sintonizzatore in un'unica consolle.

### Accessibilità ai componenti

Benchè poco probabile, date le condizioni di funzionamento nettamente al di sotto dei limiti massimi, si dovrà considerare la possibilità di intervenire per riparazioni sia sui tubi elettronici che sugli altri componenti l'amplificatore. Nel montaggio in consolle tener presente quindi anche questo problema.

### Isolamento acustico

Se l'amplificatore e gli altoparlanti sono installati nel medesimo mobile, (soluzione non raccomandabile) considerare almeno 50 cm di distanza fra i due elementi, per ridurre al minimo la possibilità di interferenze e vibrazioni dall'altoparlante all'amplificatore.

### Connessione degli altoparlanti

Per riproduzioni stereofoniche le uscite dal canale 1 e 2 vanno ai rispettivi complessi riproduttori: adattare l'impedenza d'uscita per un migliore trasferimento di potenza.

Ci sembra superfluo aggiungere che le uscite a 4, 8, 16, 32 Ω permettono infinite combinazioni di altoparlanti e trombe (tweeter) in circuiti serie-parallelo.

Nel caso invece di riproduzione monofonica di potenza, le due uscite dell'amplificatore vanno poste in parallelo, e fanno capo ad un unico riproduttore acustico.

In questo caso attenzione alle impedenze! Nella figura a) per esempio, è indicato un complesso d'altoparlanti per una impedenza complessiva di 16 Ω: in questo caso le uscite da collegare in parallelo sono quelle a 32 Ω.

Infatti

$$Z_t = \frac{Z1 \times Z2}{Z1 + Z2} \quad \text{e per } Z1 = Z2 = Z$$

$$Z_t = \frac{Z}{2}$$

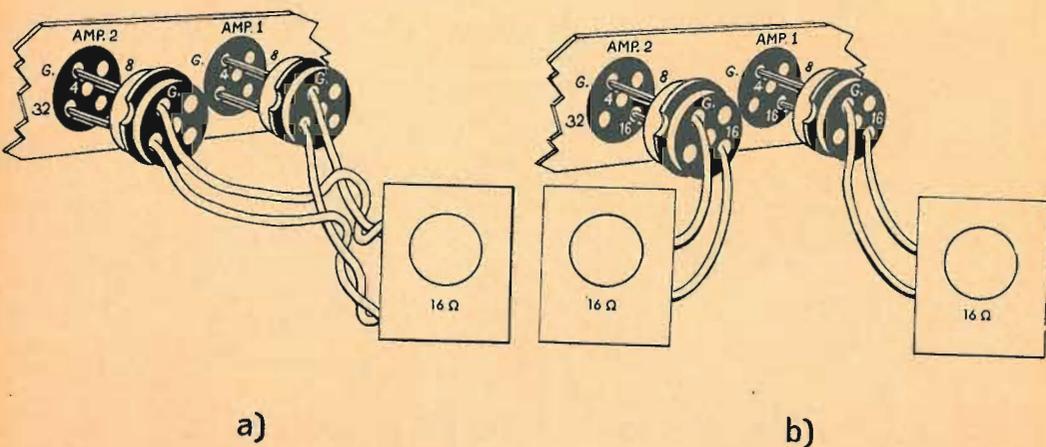



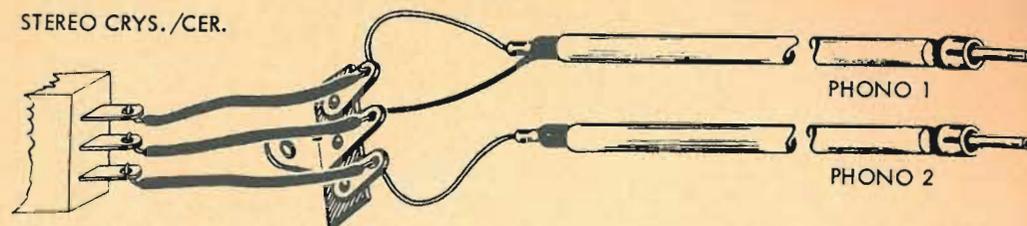
Fig. 12 - Collegamento degli altoparlanti; a) per riproduzione monofonica; b) per riproduzione stereo.



Fig. 13 - Collegamento del pick-up stereofonico (ceramico o a cristallo) agli spinotti d'ingresso dell'amplificatore.

### Sfasamento degli altoparlanti

E' di primaria importanza che i due altoparlanti di un complesso riproduttore stereofonico o monoaurale combinato, siano in fase, cioè che i due coni abbiano il medesimo senso di movimento per un dato segnale applicato.

Per l'eventuale messa in fase degli altoparlanti basterà semplicemente invertire la linea all'uscita dell'amplificatore o ai morsetti dell'altoparlante da rifasare.

Il controllo della fase può avvenire ascoltando separatamente le due riproduzioni di una medesima incisione musicale ricca di toni bassi. Il riproduttore che presenterà rispetto all'altro una sensibile attenuazione di questi toni sarà quello da rifasare.

### TABELLA DELLE TENSIONI AI PIEDINI DELLE VALVOLE

| Piedino sullo zoccolo | V1/V2 - 12 DW7 | V3/V4 - EL 84 | V5 - EZ 81 |
|---|---|---|---|
| 1 | 122 | 0 | 290 V c.a. |
| 2 | 0 | 0 | — |
| 3 | 7,3 V | 5,5 V | 350 V |
| 4 | Filamento | Filamento | Filamento |
| 5 | Filamento | Filamento | Filamento |
| 6 | 140 V | — | — |
| 7 | 0 | 310 V | 290 V c.a. |
| 8 | 1,4 V | — | — |
| 9 | Filamento | 210 V | 350 V |

Tensioni misurate verso massa con voltmetro 20.000 Ω V
Tolleranza sui valori indicati: 15% max
Commutatore SELECTOR nella posizione PHONO, commutatore MODE nella posizione STEREO-NORMAL,
Volume e tono a zero.

## ELENCO DEI MATERIALI CHE COMPONGONO L'AMPLIFICATORE «EICO» MOD. AF4

| N. | Descrizione | Sigla |
|---|---|---|
| 2 | 175 pF | $C_1$-$C_2$ |
| 2 | 6800 pF | $C_3$-$C_4$ |
| 2 | 10 μF 6 VL | $C_5$-$C_6$ |
| 4 | 25.000 pF | $C_7$-$C_8$-$C_{13}$-$C_{14}$ |
| 2 | 1000 pF | $C_9$-$C_{10}$ |
| 2 | 1500 pF | $C_{11}$-$C_{12}$ |
| 2 | 50 μF 25 VL | $C_{15}$-$C_{16}$ |
| 2 | 4 μF 250 VL | $C_{17}$-$C_{18}$ |
| 1 | 30.000 pF | $C_{19}$ |
| 1 | 20+40+40 μF 400/350/350 VL | $C_{20}$ |
| 2 | 47 pF | $C_{21}$-$C_{22}$ |
| 1 | fusibile 2A | F1 |
| 1 | lampada spia | I1 |
| 1 | presa quadrupla a jack | J1/2/3/4 |
| 1 | presa tripla a jack | J5/6/7 |
| 2 | presa doppia a jack | J8/9 - J10/11 |
| 1 | presa alimentazione | J12 |
| 2 | zoccolo miniatura 5 piedini | J13 - 14 |
| 1 | » » 4 piedini | J15 |
| 1 | presa a jack | J16 |
| 2 | 1 MΩ ½ W | R1 - R2 |
| 4 | 6800 Ω ½ W | R3/4/11/12 |
| 4 | 56 kΩ ½ W | R5/6/13/14 |
| 2 | potenziometro 1 + 1 MΩ | R7/8 - R15/16 |
| 2 | 150 kΩ ½ W | R9/10 |
| 2 | 270 kΩ ½ W | R17/18 |
| 2 | 220 kΩ ½ W | R19/20 |
| 2 | 2200 Ω ½ W | R21/22 |
| 2 | 22 kΩ ½ W | R23/24 |
| 2 | 330 kΩ ½ W | R25/26 |
| 2 | 10 kΩ ½ W | R27/28 |
| 2 | 130 Ω 1 W | R29/30 |
| 2 | 27 kΩ 2 W | R31/32 |
| 1 | 165 Ω 5 W | R/33 |
| 1 | 18 kΩ 1 W | R/34 |
| 1 | commutatore SELECTOR | S1 |
| 1 | commutatore MODE | S2 |
| 1 | interruttore | S3 |
| 1 | deviatore | S4 |
| 2 | trasformatori d'uscita | T1/2 |
| 1 | trasformatore d'alimentazione | T3 |
| 3 | basetta 4 ancoraggi | TB1/2/3 |
| 1 | » 3 » | TB4 |
| 4 | » 1 ancoraggio | TB5/6/7/8 |
| 1 | » 2 ancoraggi | TB9 |
| 2 | valvole 12DW7/7247 | V1 - V2 |
| 2 | » EL84/6BQ5 | V3 - V4 |
| 1 | » EZ81/6CA4 | V5 |
| 1 | portafusibile | XF1 |
| 1 | portalampada | XI1 |
| 5 | zoccoli 9 piedini | XV1/2/3/4/5 |



| N. | Descrizione |
|---|---|
| 20 | dadi 6-32 x 1/4 |
| 38 | dadi 4-40 x 1/4 |
| 5 | dadi 3/8-32 x 1/2 |
| 8 | dadi 8-32 x 5/16 |
| 1 | dado 1/2-24 |
| 6 | dadi 8-32 |
| 2 | dadi fissaggio griglia |
| 6 | viti 8-32 x 3/8 |
| 18 | viti 6-32 x 3/8 |
| 38 | viti 4-40 x 1/4 |
| 2 | viti 4 x 3/8 |
| 2 | viti 8-32 x 1 |
| 4 | viti 6 x 1/4 brunite autofilettanti |
| 4 | viti 8-32 x 3/8 brunite |
| 4 | viti 8 x 5/16 autofilettanti |
| 5 | ranelle 3/8 dentellate |
| 20 | » 6 » |
| 38 | » 4 » |
| 4 | » 8 » |
| 1 | » ½" |
| 2 | » 8 |
| 1 | presa di massa |
| 1 | passacordone gomma |

| N. | Descrizione |
|---|---|
| 4 | piedini gomma |
| 5 | isolatori bakelite |
| 10 | spine fono |
| 1 | spina 4 piedini |
| 2 | » 5 |
| 7 | manopole |
| 1 | cordone d'alimentazione |
| | filo nudo stagnato |
| | filo isolato |
| | cordone schermato a 1/2/3 conduttori |
| 1 | pannello frontale |
| 1 | gemma rossa |
| 2 | fasce laterali |
| 1 | pannello inferiore |
| 1 | squadretta per jacks |
| 1 | griglia di protezione |
| 1 | telaio di base |
| 1 | schermo |
| 6 | morsetti |
| 1 | schema selettore |
| 1 | schema disposizione valvole |
| 1 | manuale istruzioni |

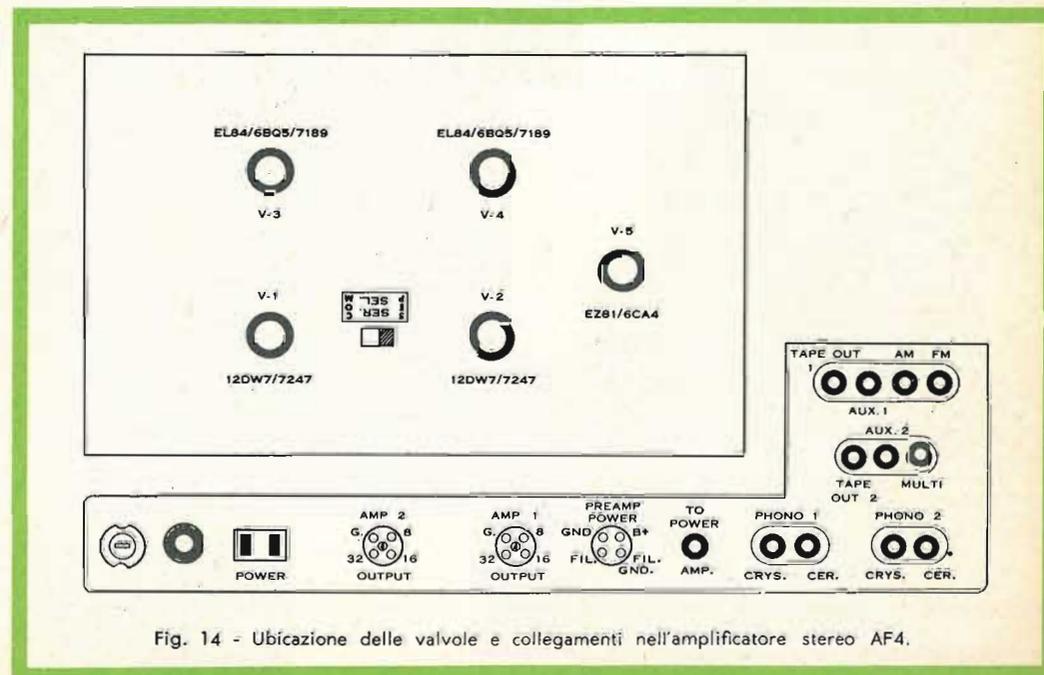



Fig. 14 - Ubicazione delle valvole e collegamenti nell'amplificatore stereo AF4.

# RICERCA RAPIDA DEI GUASTI IN UN TELEVISORE

La rete dei radioteleriparatori, che in passato era piuttosto modesta e non sempre sufficiente ad evadere le richieste del mercato, ha subito in questi ultimi anni una radicale trasformazione. Le lacune iniziali sono state gradatamente attenuate innanzi tutto dal fatto che i laboratori esistenti hanno provveduto a perfezionare e rinnovare, almeno in parte, le loro attrezzature in modo da far fronte alle esigenze richieste dal tele-servizio, ed in secondo luogo dall'impegno con il quale molti giovani desiderosi di intraprendere la professione del riparatore hanno affrontato talune difficoltà, di varia natura, sottoponendosi sovente a duri sacrifici, pur di perfezionarsi in questo interessante ramo dell'elettronica che avrebbe permesso loro di realizzare, in avvenire, guadagni abbastanza consistenti.

A questo proposito ci sembra doveroso rilevare come gli organi direttivi della GBC, creando una rete di magazzini di vendita nelle principali città italiane, non escluse quelle insulari, abbiano dato un notevole impulso allo sviluppo di tali iniziative. Infatti questa grandiosa organizzazione, fra l'altro, ha avuto il pregio di consentire, con sensibile risparmio di tempo e di denaro, un rapido rifornimento di qualsiasi materiale radio-televisivo anche in quelle località particolarmente disagiate, o comunque lontane dai centri di produzione, il cui approvvigionamento in passato era molto difficoltoso ed oneroso.

Ora, per agevolare ulteriormente il compito di quei nostri lettori, già in possesso di una certa conoscenza teorico-pratica in campo radio e che desiderano approfondirla nel settore della televisione, abbiamo deciso di pubblicare una serie di note, indipendenti l'una dall'altra, il cui scopo principale è di servire da guida nell'individuazione dei guasti che possono accadere ad un televisore indicandone, dove è possibile, i mezzi per porvi rimedio mediante una rapida e sistematica riparazione.

Tale argomento non sarà disgiunto da quello non meno importante relativo alla messa a punto dei televisori e l'uso dei principali strumenti di misura, indispensabili per eseguire una tale operazione.

Essendo l'argomento molto vasto e complesso esso sarà trattato, per ovvie ragioni, succintamente ma in modo da presentare delle caratteristiche prevalentemente di natura pratica, che possano interessare tutte le categorie di lettori.

**Rapida individuazione dello stadio di un ricevitore televisivo sede di un guasto.**

Un tele-riparatore sufficientemente esperto, prima di iniziare la ricerca sistematica di un guasto di un ricevitore televisivo, esaminando attentamente lo schermo del tubo catodico, ed ascoltando l'audio deve essere in grado di stabilire immediatamente verso quale stadio debba orientare le sue ricerche, dato che ogni anomalia, che è la causa diretta di alterazioni nel funzionamento di un televisore, dà luogo a fenomeni di natura diversa tanto nell'audio quanto nel video.

**1° CASO - Il televisore non funziona. Manca il RASTER (e di conseguenza l'IMMAGINE) ed è assente anche l'AUDIO.**

Quando in un televisore in avaria si riscontrano i suddetti fenomeni si deve senz'altro ritenere che l'anomalia abbia la sua sede nel circuito di alimentazione.

Come al solito il controllo preliminare sarà rivolto verso il cordone di alimentazione, i fusibili ed il primario del trasformatore. Se si nota che i filamenti delle valvole non si accendono, e qualora essi siano disposti in serie fra loro, la ricerca del filamento interrotto sarà alquanto faci-

Fig. 1 - Schema di principio di un televisore intercarrier.

Che ciò non presenti delle difficoltà eccessive se ne potranno rendere conto i lettori di queste note dato che il numero dei casi possibili, facilmente assimilabili, è alquanto limitato.

Premettiamo che il nostro esame sarà limitato ai televisori di tipo **intercarrier,** che ormai hanno soppiantato quelli di tipo convenzionale, ed il cui schema di principio è visibile in figura 1. Inoltre è opportuno precisare che quando parliamo di **RASTER** ci riferiamo **al quadro luminoso prodotto dalle righe di analisi sullo schermo del tubo catodico, in assenza di immagini.**

litata usando un RIVELATORE AL NEON.

Nel caso poi che il filamento di alcune valvole emetta una luce molto superiore al normale, ciò significa che si è in presenza di un corto circuito fra il circuito di accensione e lo chassis. Generalmente tale condizione si verifica internamente ad una valvola e precisamente fra il catodo ed il filamento.

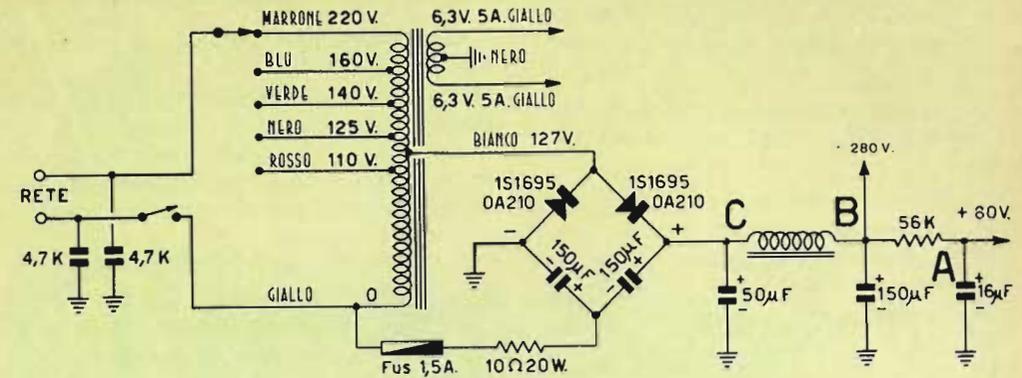
Di fronte ad una tale evenienza è opportuno spegnere immediatamente il televisore, per non correre il rischio di bruciare i filamenti sottoposti a una sovratensione, ricercando la causa del corto circuito



Fig. 2 - Tipico circuito di alimentazione di un televisore.

seguendo il metodo del controllo a freddo (eseguito mediante l'uso dell'ohmetro).

Se il filamento bruciato appartiene ad un circuito di accensione alimentato in parallelo, la ricerca ovviamente è alquanto facilitata.

Qualora il circuito di accensione risulti in ordine, le ricerche dovranno essere orientate verso gli altri settori del circuito di alimentazione valendosi dell'ausilio di un tester predisposto prima come ohmetro.

A televisore spento lo strumento sarà inserito come indicato nella fig. 2, prima fra il punto A e la massa e, successivamente, fra i punti B e C e la massa al fine di identificare eventuali corto circuiti totali o parziali.

**E' opportuno tenere presente, sempre riferendoci alla figura 2, che nel caso in cui fosse in corto circuito il condensatore facente capo al punto C, inserendo l'ohmetro fra il punto B e la massa esso non segnerebbe naturalmente lo zero, ma bensì un valore corrispondente alla resistenza propria dell'impedenza di livellamento, dato che essa verrebbe a trovarsi in serie al condensatore in questione.**

Se dopo aver eseguito un accurato controllo l'esistenza di un corto circuito di qualsiasi genere, che potrebbe interessare anche uno dei tanti elettrolitici esistenti nel circuito, sia sicuramente da escludere, si darà tensione al televisore e dopo aver predisposto il tester per la misura della tensione continua si procederà ad un controllo del tutto simile a quello eseguito precedentemente allo scopo di stabilire il punto nel quale si può essere prodotta una eventuale interruzione che sarà segnalata dalla mancanza di tensione laddove dovrebbe essere presente.

Qualora invece non esista alcuna traccia di tensione continua e la raddrizzatrice, o le raddrizzatrici, risultino efficienti, si dovranno controllare le tensioni alternate di uscita del trasformatore di alimentazione, le cui eventuali interruzioni possono essere rintracciate, come è ben noto, anche con l'uso dell'ohmetro.

In linea di massima la ricerca del guasto nel circuito di alimentazione di un televisore non si differenzia notevolmente da quella di un radio-ricevitore e perciò valgono le stesse regole.

**2° CASO - In un televisore mancano l'IMMAGINE e l'AUDIO. Il RASTER è presente.**

La presenza del **RASTER** ci consente di stabilire immediatamente che:

1) l'anomalia non può interessare l'amplificatore video perchè in tal caso l'audio sarebbe presente.

2) non possono essere in avaria i cir-

cuiti relativi all'amplificatore di media frequenza audio, del rivelatore audio e dell'amplificatore di bassa frequenza perchè in tal caso l'immagine sarebbe senz'altro visibile.

3) la sezione relativa alla base dei tempi di riga e di quadro funziona regolarmente.

4) le tensioni del cinescopio non hanno subito notevoli alterazioni.

Con le predette eliminazioni si arriva perciò alla conclusione che il guasto dovrà essere localizzato in un punto compreso

**3°) CASO - L'AUDIO è presente. Manca il RASTER e perciò anche l'IMMAGINE.**

La presenza del suono e la mancanza del raster, e perciò dell'immagine, ci permettono di stabilire a priori che i circuiti dell'amplificatore a radio frequenza dell'oscillatore e mescolatore, dell'amplificatore a media frequenza audio-video ed il rivelatore video funzionano regolarmente.

Il guasto, che dovrà essere ricercato negli altri stadi interessanti il video, generalmente il circuito della base dei tempi di

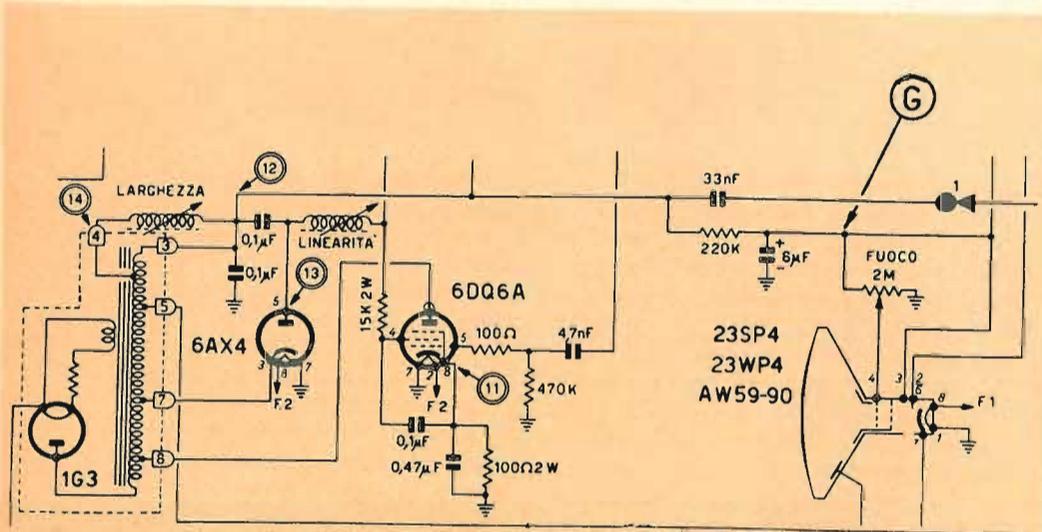



Fig 3

fra l'entrata di antenna del televisore ed il rivelatore video. Perciò quando si riscontrino le suddette condizioni di funzionamento il guasto dovrà essere ricercato in uno dei seguenti circuiti:

a) amplificatore a radio frequenza

b) oscillatore-mescolatore

c) amplificatore di media frequenza comune video-audio

d) rivelatore video

che sono indicati nello schema di principio di figura 1, con i numeri 1, 2, 3 e 4.

riga, può presentare le seguenti caratteristiche:

a) **Lo schermo non si illumina.** Se la tensione di griglia schermo del tubo catodico misurata nei punti G e 12 è regolare, (figura 3) ciò conferma che la base dei tempi di riga funziona regolarmente e perciò è in ordine.

Quasi certamente il guasto sarà da ricercare nella raddrizzatrice EAT che fornirà una tensione troppo inferiore a quella normalmente richiesta.

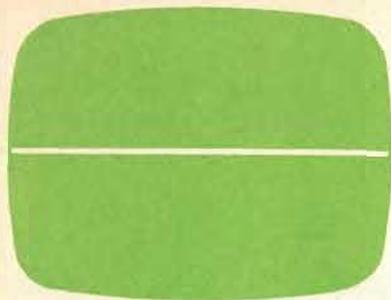



Fig. 4

Qualora la tensione suindicata risulti molto più bassa del normale (misurata sempre nei punti G e 12), il guasto interesserà il circuito di uscita di riga e potrà essere causato da un difetto di una valvola, dei diodi, di qualche componente interessato al circuito come bobine, condensatori, resistenze, oppure del trasformatore di riga.

b) **Sullo schermo compare una macchia non nitida.** Si tratta di un'anomalia che molto difficilmente si manifesta all'improvviso dato che in genere si produce dopo una manipolazione del televisore. Essa infatti, in linea di massima, è dovuta ad una imperfetta regolazione della trappola ionica.

c) **Sullo schermo è presente soltanto una riga orizzontale.** Tale anomalia, in presenza della quale il televisore deve essere immediatamente spento oppure se ne deve ridurre sensibilmente la luminosità per non danneggiare il tubo catodico, dipende esclusivamente da un cattivo funzionamento della base dei tempi di quadro oppure delle bobine di deflessione interessanti tale circuito (figura 4).

Fig. 5

**4° CASO - L'AUDIO ed il RASTER sono presenti. Manca l'IMMAGINE.**

Anche in questo caso la presenza del suono conferma che l'amplificatore a radio frequenza, il circuito oscillatore-mescolatore, l'amplificatore comune di media frequenza audio-video ed il rivelatore video funzionano egregiamente. Infatti se così non fosse all'uscita del rivelatore video non sarebbe presente il battimento di 5,5 Mc/s che consente, per l'appunto, la ricezione del suono. D'altra parte la presenza del raster, come abbiamo già affermato nei casi precedenti, ci conferma che le basi dei tempi di riga e di quadro funzionano regolarmente.

Dalle suddette constatazioni si arriva facilmente alla conclusione che il guasto dovrà essere localizzato nell'amplificatore video.

**5° CASO - L'IMMAGINE è presente (perciò anche il RASTER). È assente l'AUDIO.**

E' evidente come il guasto in questione debba essere ricercato esclusivamente in quei circuiti che interessano il suono partendo dall'altoparlante e l'amplificatore di bassa frequenza, passando per il rivelatore audio e l'amplificatore di media frequenza per arrivare infine al circuito accordato a 5,5 MHz.

Questo tipo di avaria è facilmente rintracciabile dato che la prassi da seguire è perfettamente identica a quella che si deve seguire per la riparazione dei ricevitori a modulazione di frequenza.

Possiamo concludere queste note, che naturalmente non hanno la pretesa di apportare alla tecnica delle tele-riparazioni alcunchè di nuovo, manifestando la speranza che esse possano servire da guida a coloro che si dedicano a tale attività che sovente è così impegnativa per cui ogni perdita di tempo si ripercuote negativamente sul buon andamento del lavoro.

**P. Soati**

# PRODUZIONE  1963

## MILAN - LONDON - NEW YORK

**AR/14**

**Radioricevitore** a transistor per OM.
6 transistor + 1 diodo.
Gamma OM 520 ÷ 1600 kHz.
Potenza d'uscita 0,1 W.
Presa auricolare.
Antenna ferroxcube. Peso: 210 g.
Borsettina in pelle.
Dimensioni: 59 x 77 x 21 mm.
Prezzo L. **18.900**.

**AR/19 "GIBY,,**

**Radioricevitore supereterodina**
a Transistor per Onde Medie.
6 transistor + 1 diodo.
Alta sensibilità di ricezione
ed elevato rendimento acustico.
Mobile in plastica antiurto.
Alimentazione con batteria a 9 V.
(tipo I/770 - I/762)
Autonomia della batteria circa 50 ore.
Peso: 230 g.
Impiegando l'alimentatore H/566 - H/572
funziona con rete luce.
Dimensioni: 68 x 100 x 30 mm.
Prezzo L. **14.900**.

**AR/22 "RIKY,,**

Radioricevitore supereterodina
a Transistor per Onde Medie.
6 transistor + 1 diodo.
Alta sensibilità di ricezione
ad elevato rendimento acustico.
Mobile in plastica antiurto.
Alimentazione con batteria a 9 V.
(tipo I/770 - I/762)
Autonomia della batteria circa 50 ore.
Peso: 230 g.
Impiegando l'alimentatore H/566 - H/572
funziona con rete luce.
Dimensioni: 66 x 100 x 27 mm.
Prezzo L. **16.000**

**AR/21**

**Radioricevitore supereterodina**
portatile a transistor per OM-OL
6 transistor + 1 diodo.
Altoparlante con magnete rinforzato
ad alto rendimento acustico.
Antenna in ferroxcube incorporata.
Presa auricolare.
Presa antenna esterna per auto.
Alimentazione con 2 pile da 6 V.
Impiegando l'alimentatore H/566 - H/570
funziona con rete luce.
Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm.
Prezzo L. **19.900**

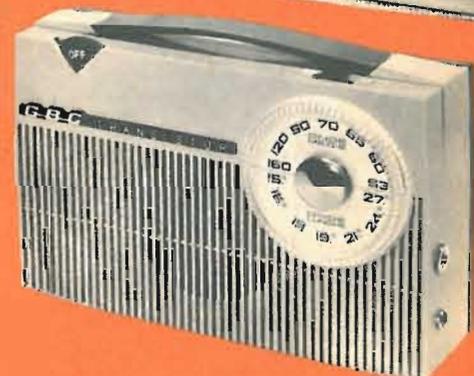
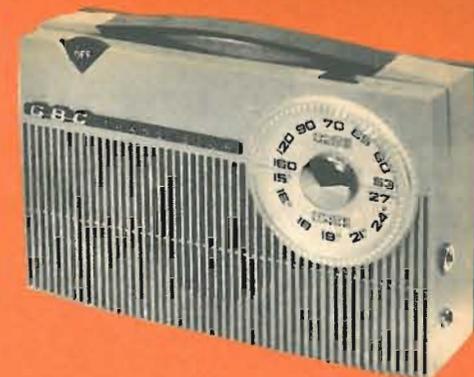
**AR/40**

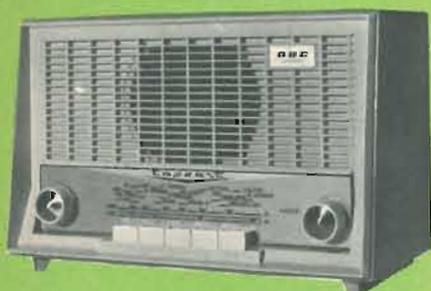
**Radioricevitore supereterodina** portatile
a 8 transistor + 1 diodo, per Onde Medie,
Lunghe, Ultracorte, Corte, Marittime.
Indicatore luminoso di sintonia.
Selezioni di gamma a tastiera.
Commutatori separati per la sensibilità e tono.
Antenna ferroxcube incorporata per O.M. e O.L,
ed a stilo per le 3 gamme O.C.
Presa antenna auto O.M.-O.L. con commutazione.
**FONO** e presa per altoparlante supplementare.
Ampia scala orizzontale illuminata.
Alimentazioni in c.c. mediante 6 pile da 1,5 V.
Altoparlante di alta qualità.
Mobile in legno ricoperto in finta pelle colorata.
Peso: 3900 g.
Dimensioni: 295 x 190 x 100 mm.
Prezzo L. **76.900**

**AR/24**

**Radioricevitore supereterodina**
portatile a transistor per OM.
6 transistor + 1 diodo.
Altoparlante con magnete rinforzato
ad alto rendimento acustico.
Antenna in ferroxcube incorporata.
Scala di sintonia demoltiplicata.
Presa antenna esterna. Presa auricolare.
Alimentazione con due pile da 6 V.
Impiegando l'alimentatore H/568 - H/570
**funziona** con rete luce.
Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm.
Prezzo L. **17.900**

**AR/50**

**Radioricevitore supereterodina** portatile a
11 transistor per Onde Medie,
Lunghe, Corte, FM.
Indicatore luminoso di sintonia.
Selezioni di gamma a tastiera.
Commutatori separati per la sensibilità e tono.
Antenna ferroxcube incorporata per O.M. e
O.L., ed a stilo per le 2 gamme O.C. e FM.
FONO e presa per altoparlante supplementare.
Ampia scala orizzontale illuminata.
Alimentazione in c.c. mediante 6 pile monocellulari da 1,5 V.
Altoparlante di alta qualità.
Mobile in legno ricoperto in finta pelle colorata.
Peso: 3.900 g.
Prezzo L. **92.500**.

## AR/31

**Radioricevitore supereterodina**
a 7 transistor + 1 diodo per OM-OC
Altoparlante con magnete rinforzato
ad alto rendimento acustico
Antenna in ferroxcube incorporata
Scala di sintonia demoltiplicata
Alimentazione con 4 pile da 1,5 V.
Mobiletto in materia plastica antiurto bicolore
Dimensioni: 296 x 153 x 93 mm.
Peso: 1600 g.
Prezzo L. **32.900**

## AR/26

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono
5 Valvole serie americana.
Selezione di gamme e di toni, a tastiera.
Scala orizzontale.
Altoparlante di ottima resa acustica.
Mobiletto in plastica bicolore.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 250 x 150 x 120 mm.
Prezzo **L. 13.900**

## AR/1

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
5 Valvole serie americana. Scala orizzontale.
Selezione di gamme a commutazione.
Altoparlante a magnete permanente
ad alto rendimento acustico.
Mobile di plastica bicolore.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V.
Dimensioni: 260 x 150 x 120 mm.
Prezzo L. **12.900**

## FM/4

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme e toni, a tastiera.
Altoparlante ellittico Alnico V
a grande resa acustica.
Elegante mobiletto in legno
di linea moderna.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 500 x 190 x 160 mm.
Prezzo L. **35.900**



## FM/5

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Altoparlante ellittico Alnico V
a grande resa acustica.
Elegante mobiletto
in urea bicolore di linea moderna.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 440 x 190 x 140 mm.
Prezzo L. **28.900**

## FM/199 A

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie americana.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme a tastiera e a commutazione.
Controllo di volume e tono assiali.
Altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico.
Mobiletto in plastica bicolore.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 300 x 190 x 130 mm.
Prezzo L. **26.900**

## FM/200

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera
Altoparlante ellittico ad alto
rendimento acustico.
Elegante mobile in urea bicolore
in varie soluzioni di colori.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 360 x 150 x 150 mm.
Prezzo L. **27.900**

## FM/55

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Ricerca di gamme a tastiera.
Controllo volume.
Altoparlante ellittico di grande resa acustica.
Mobile in legno con rifiniture in ottone.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 430 x 280 x 180 mm.
Prezzo L. **34.900**

## FM/90

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Altoparlante ellittico di grande resa acustica.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 480 x 330 x 230 mm.
Prezzo L. **53.900**

## FM/88

**Radioricevitore supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Ampia scala orizzontale.
2 Altoparlanti magnetodinamici
per alta resa acustica, toni bassi-alti.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 540 x 340 x 240 mm.
Prezzo L. **63.900**

## FM/56 RF

**Radiofonografo supereterodina**
per Onde Medie-Corte
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea + indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Ricerca di gamme e toni a tastiera.
Controllo volume.
Altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico.
Giradischi « Lesa » a 4 velocità.
Elegante mobile in legno.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 460 x 305 x 305 mm.
Prezzo L. **55.900**

## FM/90 RF

**Radiofonografo supereterodina**
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme e toni, a tastiera.
Altoparlante ellittico
di grande resa acustica.
Giradischi a 4 velocità Lesa.
Potenza d'uscita 3 W.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 540 x 330 x 330 mm.
Prezzo L. **79.900**

## FM/88 RF

**Radiofonografo supereterodina**
per Onde Medie-Corte.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
3 altoparlanti magnetodinamici
per alta resa acustica dei toni alti e bassi.
Suono 3 D.
Potenza d'uscita 5 W.
Elegante mobile di mogano.
Giradischi Lesa a 4 velocità.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Prezzo L. **93.900**

## PT/15

**Registratore** a nastro con bobine da **3 ½"**.
Selettore per riproduzione e registrazione a tastiera.
2 Velocità: 4,75-9,5 cm/s.
Altoparlante ad alta resa acustica.
Contagiri ad orologio.
Controllo di tono e volume.
Indicatore ottico di registrazione.
Mobile in legno ricoperto in vinilpelle
di ottima fattura.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 310 x 205 x 150 mm.
Prezzo L. **51.900**

## RG/9 "PEGGY,,

**Registratore a nastro** a « doppia traccia » con sovrapposizione per bobine da **5¾"**.
Velocità del nastro 2,38 - 4,75 - 9,5 cm/s.
Presa per microfono e per radio-fono
Uscita a bassa impedenza (3,8Ω)
Uscita ad alta impedenza (100 kΩ).
Comandi meccanici a tastiera elettronici con commutatore.
Indicatore visivo di registrazione.
Contagiri a 3 cifre.
Altoparlante ad alto rendimento acustico.
Potenza d'uscita indistorta 3 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 8700 g.
Dimensioni: 360 x 285 x 180 mm.
Prezzo L. **73.900**

## FV/5 "COSSOR V",,

**Fonovaligia** amplificata pratica ed elegante.
Buona riproduzione e basso costo sono le prerogative di questa realizzazione, costituita da un elegante mobiletto in varie esecuzioni di colore.
Giradischi a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 5200 g.
Dimensioni: 325 x 360 x 155 mm.
Prezzo L. **21.900**

## FV/6 "CAMBRIDGE V°,,

**Fonovaligia** amplificata, dalla linea classica, realizzata in diversi colori.
Giradischi « Lesa » a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2,5 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V.
Peso: 6000 g.
Dimensioni: 340 x 280 x 180 mm.
Prezzo L. **25.500.**



## FV/12 "SCOTLAND II",,

**Fonovaligia** dalle ottime prestazioni acustiche.
Di concezione pratica sarà la compagna delle Vostre ore liete.
Giradischi a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 5500 g.
Dimensioni: 400 x 255 x 160 mm.
Prezzo L. **22.200.**

## FV/7 "BRISTOL,,

**Fonovaligia** di gran lusso.
Potente ed armoniosa, questa realizzazione Vi darà l'ebbrezza dell'ascolto dei Vostri dischi.
Elevata fedeltà musicale.
Predisposta per la riproduzione stereo.
Cambiadischi « Lesa ».
Amplificatore ad « Alta Fedeltà ».
Regolatori di volume, toni alti e bassi.
Potenza d'uscita indistorta: 3,5 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 11500 g.
Dimensioni: 370 x 440 x 210 mm.
Prezzo L. **68.900.**

## FV/10 "STEREO FULL,,

**Fonovaligia stereofonica** caratterizzata dalla originale concezione tecnica, estetica e dai notevoli pregi acustici.
Per la sua fedele musicalità consente una pregevolissima riproduzione dei dischi stereofonici e monoaurali.
Giradischi G.B.C. a 4 velocità.
2 altoparlanti.
Amplificatore ad « Alta Fedeltà ».
Potenza d'uscita 4 W (2 W per canale).
Doppio controllo volume e tono.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 9000 g.
Dimensioni: 540 x 330 x 175 mm.
Prezzo L. **56.900.**

## FV/13 "CAPRICE,,

**Fonovaligia** amplificata a transistor.
Vivace e lussuosa per il suo rivestimento di dermoide in vari colori.
Questa fonovaligia permette in ogni luogo l'ascolto delle armonie preferite.
Giradischi a 4 velocità.
Potenza d'uscita indistorta: 1,5 W.
Regolatore di volume e tono.
Alimentazione in c.c. con pile monocellulari da 1,5 V ad in c.a. 110 ÷ 220 V (alimentatore incorporato)
Dimensioni: 400 x 275 x 170 mm.
Prezzo L. **42.900.**

## UT/119 « RADIANT »

**Televisore da 19".**
Schermo rettangolare.
28 funzioni di valvole + 2 diodi al germanio.
Questo apparecchio a schermo rettangolare consente una visione anche nelle posizioni più angolate.
Già funzionante per la ricezione del II programma UHF.
Elevata sensibilità ed alto contrasto di immagini.
Altoparlante a larga banda.
Mobile di legno pregiato.
Dimensioni: 540 x 390 x 230 mm.
Prezzo L. **165.000.**

## UT/139 "CORONET,,

**Televisore da 19",**
con cinescopio a 114°.
Altissima sensibilità.
Schermo « bonded shield »
che offre una panoramica visione anche in posizioni laterali.
Gruppo UHF incorporato.
19 valvole (34 funzioni).
Altoparlante ellittico frontale.
Comandi a tastiera.
Ridotte dimensioni d'ingombro.
Mobile di lusso.
Dimensioni: 560 x 410 x 240 mm.
Prezzo L. **190.000.**

## UT/103 "INFORMER,,

**Televisore da 23".**
Schermo rettangolare.
32 funzioni di valvole + 2 diodi al silicio e 1 al germanio.
Fotocellula incorporata per la regolazione automatica del contrasto.
Altoparlante frontale.
Questo apparecchio è particolarmente adatto alla ricezione da grandi distanze.
Mobile in legno pregiato.
Dimensioni: 650 x 480 x 230 mm.
Prezzo L. **205.000.**

## UT/123 "CLEVER,,

**Televisore da 23"**
con cinescopio a 114°
di modernissima concezione ed altissima sensibilità con controllo automatico dell'amplificatore e fotocellula che regola automaticamente la luminosità ogni qual volta questa vari nell'ambiente.
Schermo « bonded shield »
che offre una panoramica visione anche in posizioni laterali.
Gruppo UHF incorporato.
19 valvole (34 funzioni).
Altoparlante ellittico frontale.
Comandi a tastiera.
Ridotte dimensioni d'ingombro.
Mobile di lusso.
Dimensioni: 680 x 480 x 240 mm.
Prezzo L. **260.000.**

## UT/93 "JOLLY,,

**Televisore da 23"**
Schermo rettangolare
32 funzioni di valvole + 2 diodi al germanio, è un apparecchio di « alta classe » destinato a soddisfare le più raffinate esigenze.
Elevata sensibilità ed alto contrasto d'immagine.
Circuito automatico che provvede alla stabilità della sincronizzazione anche in presenza di forti disturbi impulsivi in zone deboli di segnale.
Gruppo incorporato già funzionante, per la ricezione del 2° programma (UHF).
Suono a larga espansione.
Mobile di legno pregiato.
Dimensioni: 660 x 450 x 220 mm.
Prezzo L. **190.000.**

# ITALCABLE

LUM87 J165 TOKYO 100/99 24 1535 = PAGE1/50

LT = MR ERZRA SASSOON C/O ABOUAZOUR MILANO = PER LA RISPOSTA TELEFONATE AL N. 8838

ABOUAZOUR Tel.
MR ERZRA SASSOON
S.r.l. Varitex
Via G.Verdi 2

176

MILANO
O/M

TELEGRAMMA via Italcable via Italo Radio

Spazio riservato agli estremi di ricevimento

RE DECRALATION OF AGENT AGENT FOR ITALY AND SWITZERLAND MESSRS VARITEX JAPAN TOKYO STOP OUR AGENTS DISTRIBUTE OUR BATTERIES IN ITALY ONLY THROUGH MESSRS COGEMI SRL MILANO STOP ALL OTHER ITALIAN IMPORTERS WHO DECLARE TO HAVE 9V MAXELL BLUE EXTRA BATTERIES CANNOT BE

MOD. 100/MI.MLT/174

Il Governo Italiano e la Società Italcable non assumono alcuna responsabilità in conseguenza del servizio telegrafico
Le tariffe « VIA ITALCABLE » e « VIA ITALO RADIO » sono uguali a quelle delle vie meno costose

DEALING IN GOOBLOF OUR PRODUCTION BUT IN COUNTER FEIT GOODS STOP WE HOLD OURSELVES LEGALLY RESPONSIBLE FOR THE ABOVE STATED STOP BESIDE WE DECLARE BY THE PRESENT THAT WE HAVE NO MORE ANY BUSINESS RELATION WITH MESSRS ANPA TOKYO MILANO CHIASSO

= HIDEO KADOI PRESIDENT MAXELL ELECTRIC IN CO LTD +

MOD. 100/MI.MLT/174

Il Governo Italiano e la Società Italcable non assumono alcuna responsabilità in conseguenza del servizio telegrafico
Le tariffe « VIA ITALCABLE » e « VIA ITALO RADIO » sono uguali a quelle delle vie meno costose

MR. ERZRA SASSOON
S.r.l. VARITEX - Via G. Verdi, 2 - Milano.

24.9.62

Con riferimento alla dichiarazione che la ditta VARITEX JAPAN TOKYO è nostro agente per l'Italia e per la Svizzera Stop.
I nostri agenti vendono le nostre batterie in Italia soltanto per mezzo della ditta COGEMI SRL MILANO Stop. Qualunque altro importatore italiano che si dichiari in possesso delle batterie 9 V MAXELL BLUE EXTRA in realtà si riferisce a delle imitazioni e non alla merce della nostra produzione Stop. Accettiamo la responsabilità legale di questa dichiarazione Stop. Inoltre dichiariamo di non aver più rapporti con la ditta ANPA DI TOKYO, MILANO E CHIASSO.

HIDEO KADOI PRESIDENTE DELLA MAXELL ELECTRIC CO. LTD.

# PRODOTTI

- Amplificatori monoaurali e stereofonici HI-FI
- Rice-trasmettitori
- Strumenti ed apparecchiature da laboratorio
- Radio e sintonizzatori

| N° EICO | DESCRIZIONE | N° GBC | Prezzo netto |
|---|---|---|---|
| 145AW | Signal tracer | T/690 | 26.500 |
| 147AW | Signal tracer " deluxe " | T/692 | 36.600 |
| 214W | Voltmetro elettronico 7½" | T/680 | 50.300 |
| 221W | Voltmetro elettronico 4½" | T/694 | 36.600 |
| 222W | Voltmetro elettronico | T/678 | 39.700 |
| 232W | Voltmetro elettronico 4½" per misure p.p. | T/674 | 45.800 |
| 249W | Voltmetro elettronico 7½" per misure p.p. | T/676 | 54.800 |
| 250W | Millivoltmetro CA e amplificatore RF | T/696 | 73.100 |
| 255W | Millivoltmetro CA | T/698 | 66.800 |
| 261W | Voltmetro / Wattmetro elettronico | T/700 | 73.100 |
| 315W | Generatore RF " deluxe " (150 MHz) | T/702 | 54.800 |
| 320W | Generatore RF (102 MHz) | T/704 | 29.500 |
| 322W | Generatore RF (102 MHz) con calibratore | T/706 | 34.300 |
| 324W | Generatore RF (435 MHz) | T/708 | 36.600 |
| 352W | Generatore di barre | T/710 | 18.400 |
| 360W | Generatore Sweep - TV/FM | T/712 | 45.800 |
| 368W | Generatore Sweep-Marker - TV/FM | T/686 | 109.600 |
| 377W | Generatore BF onda sinusoidale e quadra | T/714 | 45.700 |
| 425W | Oscillografo 5" | T/684 | 73.100 |
| 427W | Oscillografo 5" " deluxe " | T/683 | 100.500 |
| 460W | Oscillografo 5" " color " | T/682 | 126.600 |
| 488W | Commutatore elettronico | T/716 | 36.600 |
| 495W | Calibratore di tensione | T/718 | 17.700 |
| 526W | Tester 1000 ohm/volt - 3" | T/720 | 17.400 |
| 536W | Tester 1000 ohm/volt - 3" | T/722 | 15.500 |
| 540W | Multimetro | T/724 | 14.700 |
| 555W | Tester 20.000 ohm/volt - 4½" | T/726 | 34.300 |
| 556W | Tester 1000 ohm/volt - 4½" | T/728 | 21.600 |
| 565W | Tester 20.000 ohm/volt - 4½" | T/730 | 27.500 |
| 566W | Tester 1000 ohm/volt - 4½" | T/732 | 19.300 |
| 584W | Prova batterie | T/734 | 11.900 |
| 610W | Adattatore per prova valvole 625/666 | T/736 | 11.100 |
| 612W | Prova filamenti | T/738 | 5.700 |
| 625W | Prova valvole | T/740 | 45.800 |
| 625CW | Prova valvole con indicatore e custodia | T/742 | 54.800 |
| 666W | Prova valvole e transistor " deluxe " | T/744 | 100.500 |
| 630W | Prova tubi RC | T/746 | 17.500 |
| 680W | Tester più prova transistor | T/748 | 36.600 |
| 706W | Oscillatore di nota | T/750 | 11.900 |
| 710W | Grid Dip Meter | T/688 | 45.800 |
| 720W | Trasmettitore 90 W | Z/504 | 109.600 |
| 722W | Oscillatore VFO pilota | T/752 | 54.800 |
| 723W | Trasmettitore 60 W | Z/502 | 73.100 |



| N° EICO | DESCRIZIONE | N° GBC | Prezzo netto |
|---|---|---|---|
| 730W | Amplificatore/Modulatore 50 W | Z/494 | 73.100 |
| 740W | Radiotelefono a transistor | Z/512 | 73.100 |
| 770W | Ricetrasmettitore " deluxe " alimentazione CA 117V | Z/600 | 100.500 |
| 771W | Ricetrasmettitore " deluxe " alimentazione CA 117V e CC 6V | Z/602 | 109.600 |
| 772W | Ricetrasmettitore " deluxe " alimentazione CA 117V e CC 12V | Z/604 | 109.600 |
| AT3W | Antenna " Ground Plane " per ricetrasmettitori 770/1/2 | T/756 | 17.100 |
| 944W | Tester per bobine, gioghi e trasformatori | T/758 | 32.100 |
| 950BW | Ponte per R - C - L | T/760 | 29.500 |
| 955W | Capacimetro | T/762 | 36.600 |
| 1020W | Alimentatore per circuiti a transistor | T/764 | 25.700 |
| 1050W | Carica batterie e alimentatore 6/12V | T/766 | 38.300 |
| 1055W | Filtro aggiuntivo per il carica batterie 1050 | T/768 | 14.700 |
| 1060W | Carica batterie e alimentatore 6/12V | T/770 | 43.900 |
| 1064W | Carica batterie e alimentatore 6/12V | T/772 | 48.500 |
| 1073W | Autotrasformatore 3A con controllo di volt e ampere | T/774 | 43.900 |
| 1078W | Autotrasformatore 7,5A con controllo di volt e ampere | T/776 | 50.400 |
| 1100W | Box di resistenze | T/778 | 10.300 |
| 1120W | Box di condensatori | T/780 | 9.300 |
| 1140W | Box per parallelo/serie di R e C | T/782 | 18.400 |
| 1171W | Box di decadi di resistenze | T/784 | 27.500 |
| 1180W | Box di decadi di condensatori | T/786 | 19.600 |
| CRAW | Adattatore TRC per prova valvole 625 e 666 | T/788 | 4.300 |
| CRA110W | Adattatore per TRC 110° | T/790 | 4.100 |
| PSDW | Probe demodulatore per oscillografi | T/792 | 5.700 |
| PDW | Probe a connessione diretta per oscillografi | T/794 | 3.800 |
| PLCW | Probe a bassa capacità per oscillografi | T/796 | 5.700 |
| PTP11W | Probe per misure p.p. impedenza 11 M Ω | T/798 | 6.500 |
| PTP25W | Probe per misure p.p. impedenza 25 M Ω | T/800 | 6.500 |
| PRF11W | Probe per misure RF— impedenza 11 M Ω | T/802 | 4.700 |
| PRF25W | Probe per misure RF— impedenza 25 M Ω | T/804 | 4.700 |
| UPW | Probe per voltmetri a valvola in generale | T/806 | 6.500 |
| HVP1W | Probe per AT | T/808 | 6.500 |
| HVP2W | Probe per AT | T/810 | 4.700 |
| CC3W | Custodia per radiotelefono 740 | Z/596 | 4.100 |
| C5,5W | Quarzo 5,5 MHz | Q/453 | 6.500 |
| C5W | Quarzo 5 MHz | Q/454 | 3.800 |
| C4,5W | Quarzo 4,5 MHz | Q/455 | 3.800 |
| TTC1W | Indicatore e custodia per prova valvole 625 | T/812 | 13.800 |
| L1W | Copertura per prova valvole 625 | T/814 | 4.100 |
| VTVMW | Simulatore Voltmetro 221 | T/816 | 9.400 |

| N° EICO | DESCRIZIONE | N° GBC | Prezzo netto |
|---|---|---|---|
| HFS1W | Riproduttore acustico in betulla - 2 altoparlanti | Z/506 | 43.900 |
| HFS2W | Riproduttore acustico tipo standard in mogano | Z/606 | 121.700 |
| HFS3W-1 | Riproduttore acustico in betulla - 3 altoparlanti | Z/508 | 77.300 |
| HFS3W-2 | Riproduttore acustico in noce o mogano - 3 altoparlanti . . . . . . . . . | Z/608 | 90.800 |
| HFS4W-1 | Riproduttore acustico in betulla - 3 altoparlanti | Z/510 | 88.200 |
| HFS4W-2 | Riproduttore acustico in noce o mogano - 3 altoparlanti . . . . . . . . . | Z/610 | 102.700 |
| HFS5W-1 | Riproduttore acustico in betulla - 2 altoparlanti | Z/612 | 51.700 |
| HFS5W-2 | Riproduttore acustico in noce o mogano - 2 altoparlanti . . . . . . . . . | Z/614 | 63.600 |
| HF12W | Amplificatore HI-FI 12 W . . . . . | Z/484 | 50.500 |
| HF20W | Amplificatore HI-FI 20 W . . . . . | Z/486 | 73.100 |
| HF32W | Amplificatore HI-FI 30 W . . . . . | Z/622 | 82.200 |
| AF4W | Amplificatore stereo 8 W . . . . . | Z/488 | 55.500 |
| ST40W | Preamplificatore e amplificatore stereo 40 W . | Z/492 | 118.600 |
| ST70W | Preamplificatore e amplificatore stereo 70 W . | Z/552 | 136.900 |
| HF81W | Preamplificatore e amplificatore stereo 28 W . | Z/482 | 100.500 |
| ST84W | Preamplificatore stereo . . . . . . | Z/556 | 82.200 |
| HF85W | Preamplificatore stereo . . . . . . | Z/480 | 59.400 |
| HF86W | Amplificatore stereo 28 W . . . . . | Z/490 | 68.500 |
| HF87W | Amplificatore stereo 70 W . . . . . | Z/558 | 105.100 |
| HF89W | Amplificatore stereo 100 W . . . . . | Z/560 | 127.400 |
| HFT90W | Sintonizzatore FM senza custodia . . . | Z/498 | 56.400 |
| HFT92W | Sintonizzatore AM/FM completo . . . . | Z/496 | 81.100 |
| HFT94W | Sintonizzatore AM completo . . . . | Z/562 | 56.400 |
| ST96W | Sintonizzatore stereo AM/FM . . . . | Z/500 | 121.900 |
| ST97W | Sintonizzatore stereo FM Multiplex . . . | Z/564 | 133.500 |
| MX99W | Adattatore per FM multiplex . . . . . | Z/566 | 56.400 |
| RP100W | Registratore a nastro magnetico . . . . | S/200 | 364.800 |
| CC2W | Custodia per registratore a nastro RP100 . . | Z/568 | 29.500 |
| E1W | Involucro per gli amplificatori HF20/52 . . | Z/570 | 4.600 |
| E3W | Involucro per sintonizzatore HFT90 . . . | Z/574 | 4.100 |
| E7W | Involucro per amplificatore HF86 . . . | Z/580 | 4.100 |
| E8W | Involucro per gli amplificatori HF87/89 . . | Z/582 | 4.600 |
| E9W | Involucro per l'adattatore FM multiplex MX99 | Z/584 | 2.900 |
| RM1W | Rack per registratore a nastro RP100 . . . | Z/586 | 9.800 |
| WE70W-1 | Involucro in betulla per gli amplificatori HF85 HF12-HFT90 92 94-AF4 . . . . . . | Z/588 | 9.100 |
| WE70W-2 | Involucro in noce o mogano per gli amplificatori HF85/12-HFT90/92/94-AF4 . . . | Z/590 | 12.500 |
| WE71W-1 | Involucro in betulla per gli amplificatori HF81/32 . . . . . . . | Z/592 | 9.800 |
| WE71W-2 | Involucro in noce o mogano per gli amplificatori HF81/32 . . . . . . . . | Z/594 | 13.800 |



# MAGNETOFONI PORTATILI A TRANSISTOR

*Nella costruzione di magnetofoni portatili a batteria, si rende necessario effettuare semplificazioni inaccettabili in magnetofoni di dimensioni normali alimentati dalla rete. Naturalmente ciò torna a vantaggio della semplicità della costruzione e del prezzo. In questi apparecchi si può fare a meno, per esempio, dell'oscillatore ultrasonico per la premagnetizzazione e la cancellazione del nastro magnetico e adattare, in sua vece, la premagnetizzazione e la cancellazione mediante magnete permanente. Questo sistema rende oltremodo semplice il funzionamento dell'apparecchio. Anche la parte meccanica può essere considerevolmente semplificata facendo trasportare il nastro, durante la registrazione e la riproduzione, dalla bobina avvolgitrice anzicchè da una puleggia separata, come normalmente avviene. Ovviamente, ciò porta ad una disuniforme velocità di trascinamento del nastro. Se però la riproduzione viene effettuata sullo stesso apparecchio ciò non causa una sensibile distorsione. Poichè i motorini sprovvisti del regolatore centrifugo dei giri, hanno l'inconveniente di variare considerevolmente la loro velocità col variare della tensione della batteria, gli attuali motorini sono quasi tutti muniti del predetto regolatore. È inoltre necessario tener presente che da un apparecchio portatile alimentato con batteria non si può pretendere la stessa qualità di riproduzione offerta da magnetofoni professionali.*

*Fatte queste necessarie premesse siamo lieti di offrire ai nostri Lettori la descrizione di alcuni schemi elettrici di magnetofoni ultraportatili, completamente transistorizzati, prodotti in Europa dalla Gründig e dalla Stellavox.*

**Magnetofono portatile « Niki »**

Lo schema elettrico indicato in fig. 1 costituisce lo schema di principio del magnetofono « Niki » costruito dalla casa tedesca « Grundig ».

La cancellazione è effettuata mediante magnete permanente meccanicamente spostabile, il nastro è trascinato non da una puleggia trasportatrice, ma direttamente dalla bobina avvolgitrice con una velocità media di 9,5 cm/sec.

Fig. 1 - Schema elettrico del magnetofono « Niki » (prima esecuzione).
A = registrazione; W = riproduzione.

Ciò rende impossibile il riascolto di nastri precedentemente registrati su normali magnetofoni dove il trascinamento del nastro è effettuato da una puleggia separata. Le variazioni della tensione della batteria e quindi le variazioni di velocità venivano compensate manualmente mediante un potenziometro da 10 Ω disposto in serie all'alimentazione del motore. In fig. 2 è indicata una edizione migliorata dello schema precedente; in essa la velocità del motore viene regolata elettronicamente mediante un transistor e la premagnetizzazione del nastro è effettuata da un oscillatore a frequenza ultrasonica.

L'alimentazione di questo micromagnetofono è effettuata da due serie di batterie; una, formata da 4 elementi monocellulari da 1,5 V, provvede al funzionamento del motore, l'altra, da 3 V, collegata in serie alla precedente, forma una tensione di 9 V che serve per l'alimentazione dell'amplificatore. È prevista inoltre una presa per una tensione esterna da 6 V che risulta in parallelo alla batteria del motorino.

Come indicato nella fig. 2, in serie all'alimentazione del motorino si trova una resistenza da 22 Ω che risulta collegata in parallelo alla resistenza interna emettitore-collettore del transistor regolatore OC 602. Il circuito di base di questo transistor viene chiuso da un interruttore azionato dal regolatore a forza centrifuga.

In questa maniera la resistenza interna in c.c. del transistor può essere variata; ovviamente, risultando quest'ultima collegata in parallelo a quella fissa da 22 Ω può regolare l'afflusso di corrente al motorino e rendere indipendente, entro un certo campo, il numero dei giri di questo dalle eventuali variazioni della tensione di alimentazione e dalla variazione del momento della coppia delle bobine.

Con una variazione della tensione al motorino da 6 V a 4,3 V, il numero dei giri si riduce del 3 %. Con una batteria nuova da 7 V il numero dei giri aumenta di appena l'1 %. Anche con tensioni relativamente più elevate, quali possono verificarsi impiegando accumulatori per auto, la variazione del numero dei giri rimane sempre all'incirca del 2,5 %. Il motore assorbe 1,5 W, mentre per l'amplificatore occorrono 24 mA. I collegamenti di uscita del motorino sono muniti di perline di ferroxcube le quali, in parallelo a un condensatore da 5000 pF, provvedono alla soppressione degli eventuali disturbi originati dal motorino medesimo.

L'amplificatore è formato da tre stadi di cui l'ultimo in push-pull è in grado di fornire una potenza di 200 mW. Tra il primo e il secondo stadio amplificatore è inserito un potenziometro il quale, nella riproduzione funziona da regolatore del volume e nella registrazione da regolatore della sensibilità. Per la linearizzazione della banda delle frequenze da amplificare serve un circuito di controreazione di tensione dal secondario del trasformatore di uscita all'ingresso dello stadio pilota. In condizione di registrazione, tra l'ingresso del microfono e la base del primo transistor viene ad essere inserita una combinazione RC (10 nF e 10 kΩ) che provvede all'esaltazione delle frequenze elevate e contemporaneamente, in unione alla resistenza di base di 10 kΩ, serve da partitore di tensione per il livello del segnale applicato all'ingresso.

All'atto della registrazione viene escluso da un interruttore collegato meccanicamente con il pulsante « registrazione-riproduzione » l'altoparlante, e viene inserita, in sua vece, come carico, una resistenza da 10 Ω. Contemporaneamente, mediante un altro contatto, viene collegata la tensione di alimentazione all'oscillatore ultrasonico (funzionante alla frequenza di 30 kHz) per la premagnetizzazione. La corrente di premagnetizzazione viene prelevata dall'oscillatore mediante un avvolgimento ausiliario dove viene contemporaneamente immessa, tramite un condensatore di ac-

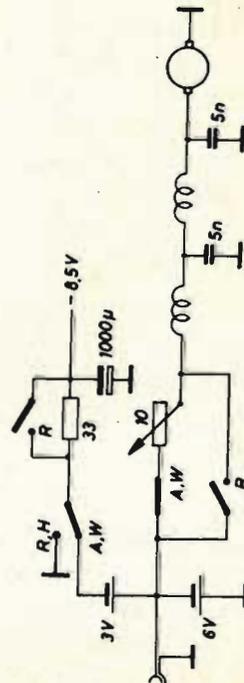
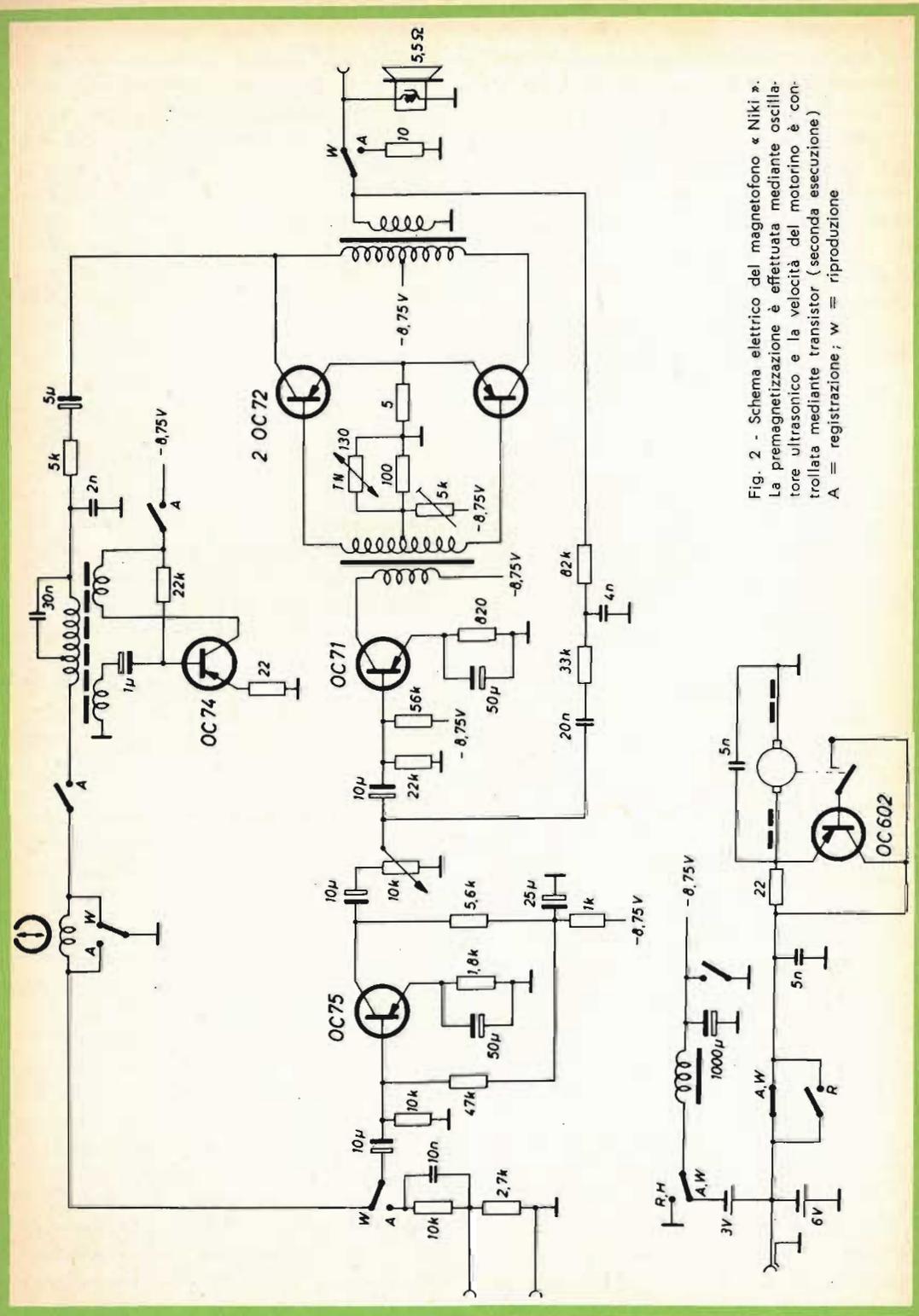



Fig. 2 - Schema elettrico del magnetofono « Niki ». La premagnetizzazione è effettuata mediante oscillatore ultrasonico e la velocità del motorino è controllata mediante transistor (seconda esecuzione) A = registrazione; W = riproduzione



coppiamento, anche la corrente di bassa frequenza proveniente dallo stadio finale dell'amplificatore; in serie all'avvolgimento ausiliario è inserita la testina di riproduzione-registrazione. Durante la registrazione il magnete di cancellazione viene portato a contatto con il nastro.

Con una velocità di trascinamento di 9,5 cm/sec. la gamma di frequenze riprodotte si estende da 350 a 6000 Hz.

## Magnetofono portatile professionale

Di un secondo magnetofono a transistor, descriveremo soltanto lo schema elettrico, esso è più elaborato del precedente e consente registrazioni di una certa qualità.

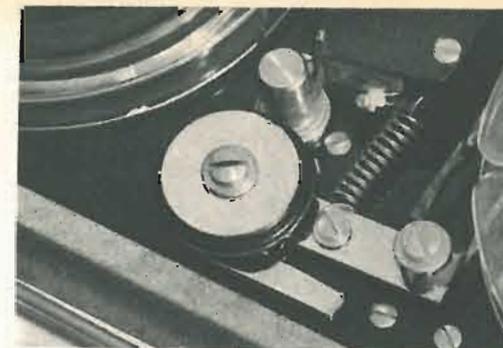
È equipaggiato con bobine da 80 mm di diametro ed è particolarmente adatto per « servizi di reportage ». Naturalmente, trattandosi di un apparecchio che deve fornire delle discrete prestazioni, sia la parte elettrica che la parte meccanica, sono state maggiormente curate e munite di tutti gli accorgimenti legati a siffatte prestazioni.

Anche questo magnetofono è stato prodotto in Germania sotto la sigla EMT STELLA VOX.

Trattandosi di un apparecchio di una certa classe, interessa soltanto la velocità di 19,05 cm/sec., la quale consente una durata di registrazione di 7,5 minuti per bobina, sfruttando tutta la pista del nastro.

Ovviamente, se si registra su mezza pista (come è previsto per questo magnetofono) il tempo di registrazione diventa doppio (15 minuti).

Per ottenere una velocità costante, il trascinamento del nastro viene effettuato mediante puleggia separata, i giri del motore sono mantenuti costanti con un circuito a transistor.

La premagnetizzazione e la cancellazione del nastro sono attuate a frequenza ultrasonica; di qui la necessità di impiegare due testine.

Nel magnetofono portatile Stellavox le testine di riproduzione e di registrazione come pure la puleggia di trascinamento del nastro sono sistemate tra le due bobine portanastro.

In fig. 3 è indicato lo schema elettrico. Sono stati impiegati otto transistor di cui due nello stadio preamplificatore, uno nello stadio pilota, due nello stadio finale push-pull, due nell'oscillatore ultrasonico e infine uno per la regolazione della velocità del motore.

Nello schema il magnetofono è in posizione di riproduzione. Infatti la testina risulta collegata all'ingresso del preamplificatore. Tra i due transistor preamplificatori è inserito il circuito di equalizzazione diverso per la registrazione e per la riproduzione. Nel caso di registrazione su pista intera il condensatore sul collettore di uno dei transistor dello stadio finale (22 nF) viene sostituito con un altro da 15 nF. Tra il preamplificatore e lo stadio pilota è inserito il potenziometro per la regolazione del volume; esso, in condizione di registrazione, serve anche per il controllo del livello sonoro indicato da un microamperometro da 20 μA fondo scala. Il segnale viene prelevato dal secondario del trasformatore d'uscita, raddrizzato da un diodo e portato allo strumento tramite una resistenza da 10 kΩ. Questo stesso strumento, durante la riproduzione, serve ad indicare il valore della tensione della batteria. L'oscillatore ultrasonico, equipaggiato con due transistor in push-pull OC 72, oscilla ad una frequenza compresa tra 61 e 64 kHz; il segnale di cancellazione viene portato ad

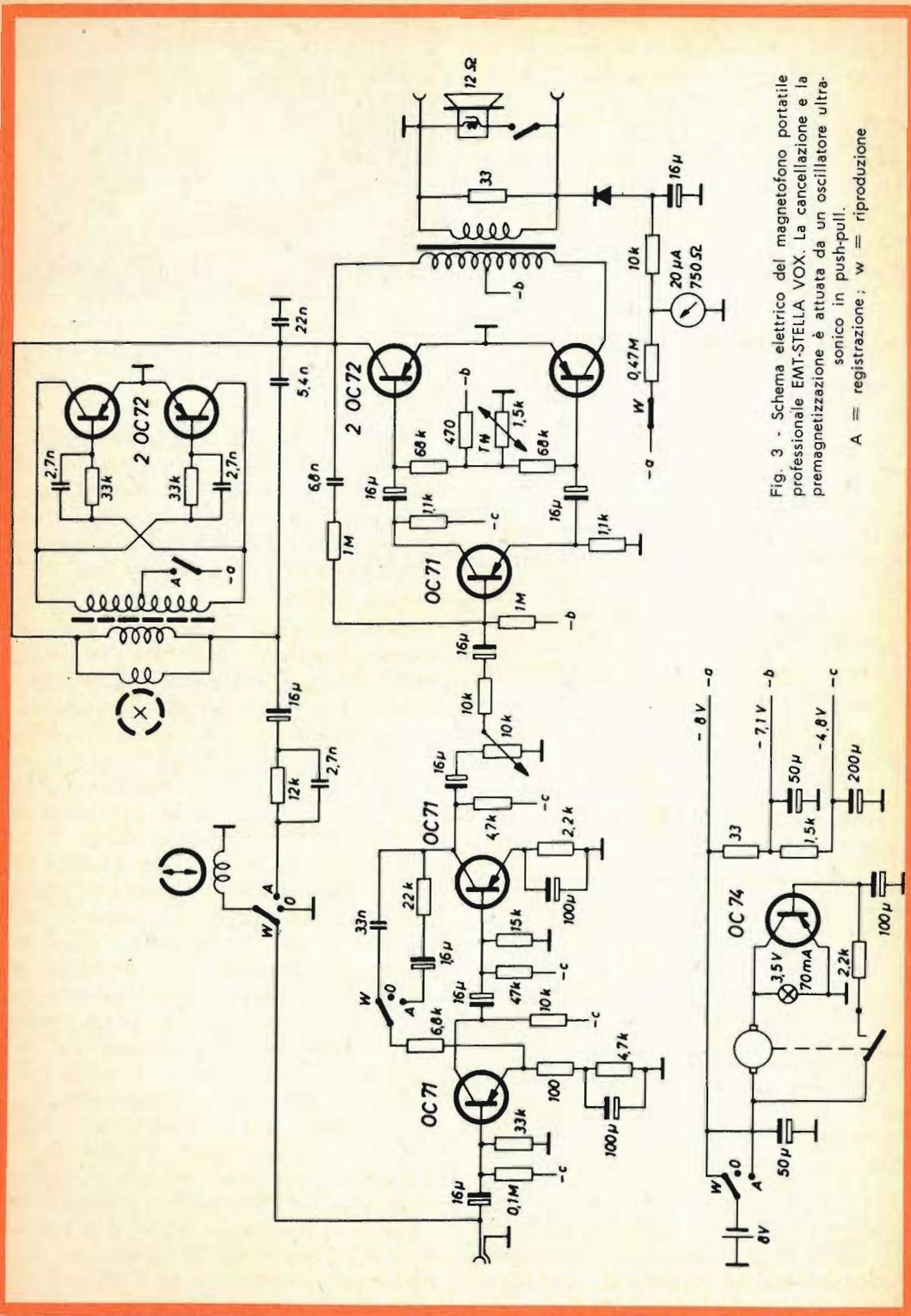



Fig. 3 - Schema elettrico del magnetofono portatile professionale EMT-STELLA VOX. La cancellazione e la premagnetizzazione è attuata da un oscillatore ultrasonico in push-pull.
A = registrazione; W = riproduzione

una testina di cancellazione con nucleo in ferrite.

Il controllo dei giri del motore è effettuato da un transistor OC 74 il quale provvede a mantenere il numero dei giri costante, e conseguentemente la velocità di trascinamento del nastro di 19,5 cm/sec. risulta uniforme con tolleranza di ± 0,5 %.

Per l'alimentazione si possono impiegare accumulatori a secco da 2 V per elemento, con una capacità di 0,75 Ah. Gli accumulatori a secco sono molto indicati in queste apparecchiature a motivo della loro bassa resistenza interna e della tensione costante durante la scarica.

Il consumo di corrente, con una serie di 4 elementi (8 V), è rispettivamente di 20 mA per l'amplificatore, 40 mA per l'oscillatore e 140 mA per il motorino.

La risposta in frequenza sia in riproduzione che in registrazione è buona ed è indicata in fig. 4. Per un pilotaggio completo è necessario, all'ingresso, la tensione di 200 mV. La tensione di uscita ai capi di una resistenza di 20 Ω si aggira tra 0,3-0,5 V. Il controllo della registrazione può essere effettuato con un altoparlante incorporato con impedenza di 12 Ω.

L. C.

*(Rielaborato da « Radio Mentor »)*

La maggior parte delle attuali antenne per radar non possono avere un movimento di rotazione molto rapido richiesto per alcuni particolari impieghi; ciò è dovuto in parte all'azione del vento contro le strutture meccaniche dell'antenna stessa. L'antenna indicata in questa fotografia si basa sul principio di Rinehart in base al quale è sufficiente mettere in movimento un solo elemento di un'antenna di ridotte dimensioni; ciò consente di raggiungere senza inconvenienti elevate velocità di rotazione.

# Osservazioni sulla stabilità degli amplificatori equipaggiati con transistor a lega e diffusione

I transistor OC 44/45 e OC 169/170 differiscono considerevolmente tra di loro sia per il modo con cui sono ottenute le giunzioni sia per la tecnica di fabbricazione impiegata; per questo motivo, il comportamento di questi due tipi di transistor, in un determinato circuito, sarà completamente diverso. Le difficoltà che si devono affrontare quando si usano i transistor OC 44/45 sono completamente diverse da quelle che presentano i transistor a « lega e diffusione ».

Viceversa; l'impiego di questi ultimi fa sorgere particolari problemi che non esistono nell'impiego dei transistor normali « a lega ».

Un confronto tra i transistor con giunzione ottenuta per lega e i transistor con giunzione ottenuta mediante i due processi combinati di lega e diffusione, indica che il coefficiente di amplificazione dei transistor a lega ha, approssimativamente, lo stesso valore in entrambe le direzioni; in particolare, ciò significa che i collegamenti al collettore e all'emettitore possono essere invertiti senza che il coefficiente di amplificazione risulti notevolmente modificato. In pratica però, questa possibilità non viene sfruttata in quanto con un transistor « invertito » non si riesce ad ottenere una forte amplificazione. Nei transistor « simmetrici » invece (per es. i tipi Philips, ASZ 11/12), nei quali le superfici del collettore e dell'emettitore hanno le stesse dimensioni, il coefficiente di amplificazione di corrente rimane praticamente identico sia nel caso di collegamento normale sia quando si inverte il collettore con l'emettitore. I transistor a lega e diffusione, montati normalmente, offrono un coefficiente di amplificazione di corrente molto più elevato di quello ottenibile con collettore ed emettitore invertiti. Come risulta dalio schema equivalente di fig. 1, il coefficiente di amplificazione $\alpha_e$ è superiore ad $\alpha_c$. Questa differenza dà luogo, in determinati circuiti, ad un diverso comportamento dei due tipi di transistor. Per esempio, la stabilità che si può ottenere negli amplificatori equipaggiati con transistor a lega e diffusione è più critica di quella che si ha negli amplificatori impieganti transistor a lega.

Accade, infatti, che gli amplificatori equipaggiati con transistor a lega e diffusione diventano instabili quando, in presenza di un picco di tensione, uno dei transistor si trovi a lavorare in corrispondenza del ginocchio della curva. Per eliminare tale instabilità si è provato a ridurre l'amplificazione o l'accoppiamento di reazione

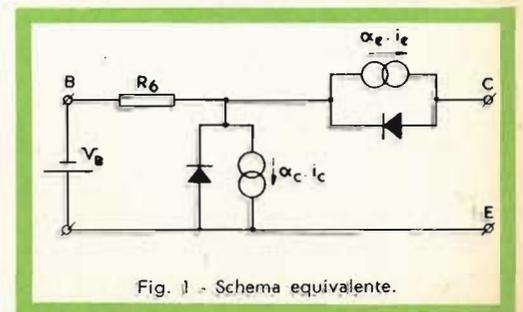



Fig. 1 - Schema equivalente.

ma senza alcun risultato. Un sistema accettabile consiste nell'inserire una resistenza da circa 200 ÷ 500 Ω nel circuito del collettore. Un altro metodo prevede la limitazione, mediante un diodo, della tensione al collettore in modo da aver un valore che risulti, in ogni caso, più elevato della tensione al ginocchio della curva. Un sistema pratico per evitare fenomeni di instabilità è il seguente.

Supponiamo che il transistor OC 169 (oppure OC 170) venga montato come indicato nel circuito di fig. 2 e che, per un motivo qualunque, la tensione di collettore del transistor assuma il valore della tensione del ginocchio della curva. La tensione collettore-emettitore diventa in questo caso, molto bassa e può accadere che il collettore diventi addirittura positivo rispetto alla base.

Le polarità del diodo collettore-base possono addirittura invertirsi ed il diodo risultare polarizzato in senso diretto cioè nel senso della conduzione. Quando ciò si verifica, la corrente di collettore si inverte (istante $t_1$ della fig. 3), e l'energia accumulata nell'induttanza del circuito oscillante percorre il transistor. Siccome la tensione ai capi del circuito oscillante è praticamente costante, la diminuzione della corrente di collettore sarà lineare. Nel transistor, questa corrente di collettore, si divide in due: una parte si dirige verso la base, il resto verso l'emettitore. Essendo il coefficiente di amplificazione di corrente in senso inverso molto basso, gran

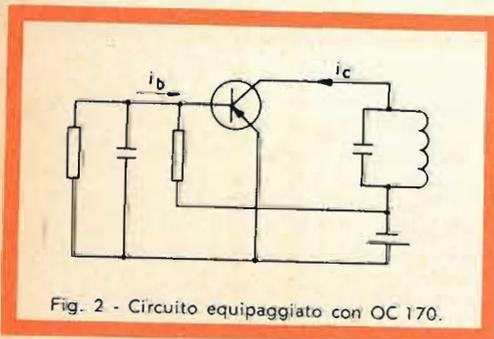



Fig. 2 - Circuito equipaggiato con OC 170.

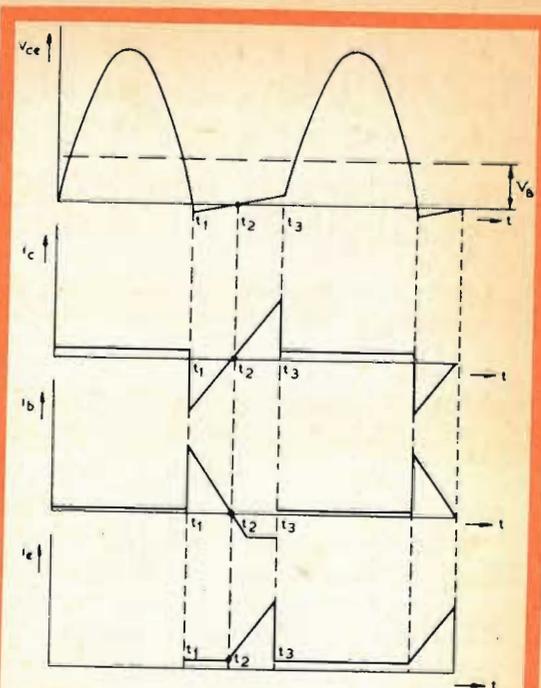



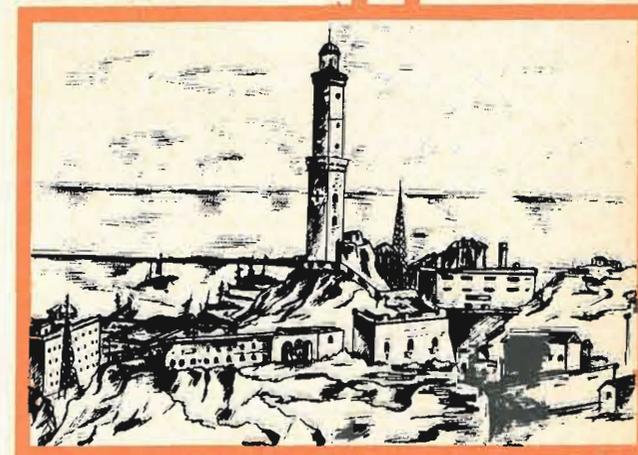
Fig. 3 - Andamento della corrente di collettore alla fine e all'inizio di un semiperiodo di oscillazione.

parte della corrente di collettore si dirigerà verso la base. A causa di questa considerevole corrente di base, la caduta di tensione nella resistenza di base è notevole, e tale da invertire la polarità del diodo emettitore-base. Quando l'intensità della corrente di collettore diminuisce si verifica una diminuzione anche nella corrente di base. Per un dato valore di questa corrente di base, il diodo emettitore-base si trova nuovamente in condizioni di condurre in quanto la tensione di base applicata dall'esterno annulla la caduta di tensione nella resistenza di base come è indicato nell'istante $t_2$ di fig. 3.

Accade che si dirigano verso il collettore non solo le cavità che provengono dalla base ma anche quelle iniettate dall'emettitore. Nell'induttanza si accumula nuovamente energia fino all'esaurimento della riserva di cavità nella base (istante $t_3$).



Il circuito accordato comincia di nuovo ad oscillare ma dopo mezzo periodo il fenomeno si ripete. Per evitare questa oscillazione indesiderata, è sufficiente ridurre il numero di cavità nella base. Ciò si effettua collegando in serie al collettore una resistenza limitatrice da 200 ÷ 500 Ω.

Da quanto precede si può concludere che questo fenomeno si verificherà tutte le volte che il coefficiente di amplificazione di corrente del transistor presenterà notevoli differenze nei due sensi. Ciò vuol dire che questo stesso fenomeno si verificherà nei transistor « drift » e « mesa ». Ricerche effettuate nei nostri laboratori hanno dimostrato che agli effetti di questo fenomeno i sopra menzionati transistor si comportano allo stesso modo dei transistor Philips a « lega e a diffusione ».

Il pugile Eddie Perkins in visita alla G.B.C. di Milano



# IMPIEGO IN LABORATORIO DEI SEGNALI STANDARD emessi dalle stazioni WWV E WWVH

Si verifica sovente, nei laboratori radiotecnici, la necessità di avere a disposizione dei segnali a frequenza campione sia in bassa che in alta frequenza; questa necessità, anzi, si fa sentire ogni giorno di più a causa del continuo progresso tecnico.

Non è da dimenticare inoltre che anche nel campo radiantistico le disposizioni di legge, per quanto riguarda le possibilità di controllo delle frequenze di emissione, sono abbastanza severe e la precisione richiesta è piuttosto elevata.

Di strumenti, (generatori, frequenzimetri ecc.) con caratteristiche di taratura e di stabilità elevate, ve ne sono parecchi in commercio, ma il loro prezzo, nella stragrande maggioranza dei casi, è alla portata delle sole industrie, non dei laboratori a carattere artigianale ed ancor meno della schiera dei radioamatori che dell'elettronica hanno fatto il loro hobby.

Non tutti, comunque, sanno dell'esistenza di emissioni permanenti di segnali campioni di frequenza e di tempi che permettono di avere a disposizione segnali con precisione paragonabile a quella di un campione secondario, ottenibili con apparecchiature normalmente in possesso dei laboratori.

Spiegheremo come esempio, in modo particolareggiato, il funzionamento delle stazioni WWV e WWVH.

Il « National Bureau of Standards » fa funzionare nelle vicinanze di Washington, una stazione con nominativo WWV, e nelle Hawaii, una stazione con nominativo WWVH, le quali trasmettono con continuità, giorno e notte, portanti a frequenze standard — intervalli di tempo standard — segnali orari — segnali BF standard e notizie sulla radiopropagazione. E' da tener presente quanto segue:

a) WWV trasmette su frequenze di 2,5 - 5 - 10 - 15 - 20 - 25 MHz sospende la trasmissione, per circa 4 minuti primi a partire dal quarantacinquesimo minuto (± 15") di ogni ora.

b) WWVH trasmette esclusivamente su frequenze di 5 - 10 - 15 MHz e sospende la trasmissione durante i 4' che seguono immediatamente ogni ora intera ed ogni mezz'ora.

Inoltre WWVH non trasmette ogni giorno, con inizio alle ore 19,00 UT (ora internazionale), per 34'.

Per queste emissioni vengono impiegate antenne a dipolo verticale e modulazione d'ampiezza al 100% a doppia banda per gli impulsi che scandiscono ogni secondo e per gli annunci in fonia. Le frequenze audio standard sono trasmesse da WWV solo sulla banda laterale superiore.

Due segnali di BF, 600 e 440 Hz, vengono trasmessi su tutte le frequenze.

Queste due frequenze acustiche, vengono irradiate alternativamente per 3 minuti ciascuna, cominciando da quella a 600 Hz, dopo l'ora intera; il segnale BF è poi interrotto per 2 minuti e seguito dal segnale a 440 Hz.

Nel secondo di questi due minuti di interruzione dei segnali di BF, vengono dati gli annunci dell'ora esatta in telegrafia (ora internazionale di Greenwich) ed in fonia (orario « est ») in lingua inglese. L'annuncio in telegrafia è composto da 4 cifre di cui le prime due indicano l'ora e le ultime due i minuti primi (esempio: 0945 = ore 9 e 45 primi).

La precisione delle frequenze portanti

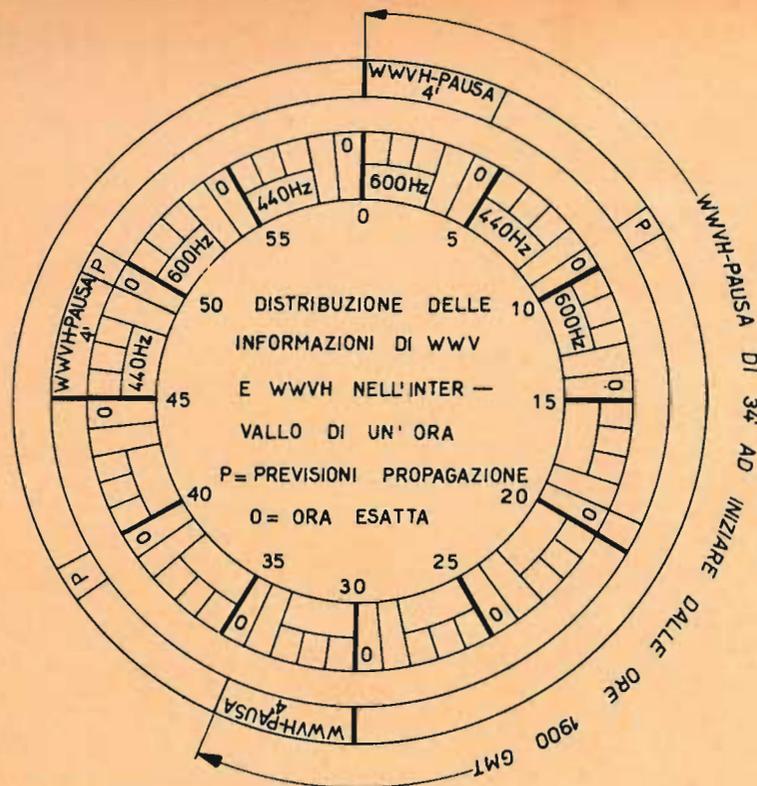



Fig. 1 - Distribuzione nel tempo delle informazioni trasmesse dalle stazioni WWV e WWVH

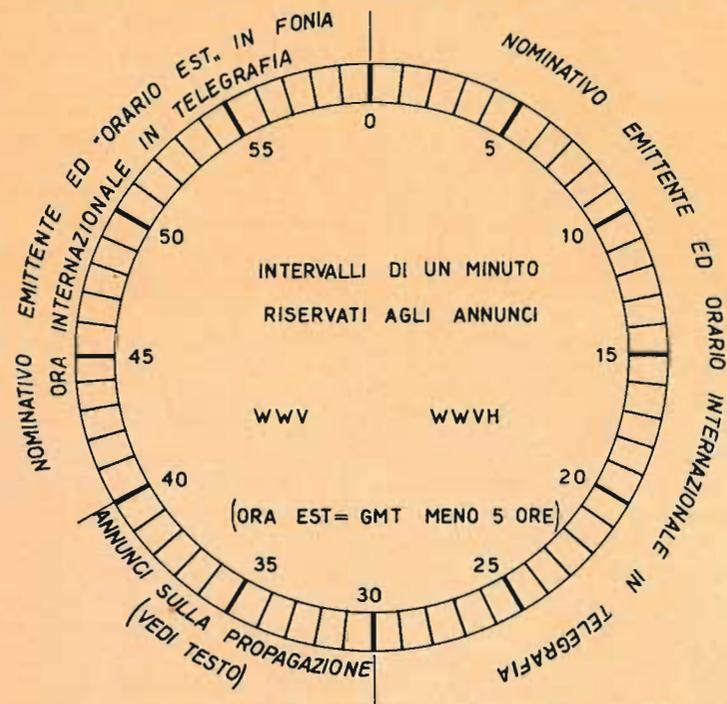



Fig. 2 - Distribuzione nel tempo delle informazioni trasmesse dalle stazioni WWV e WWVH.



delle emissioni di WWV e WWVH è dell'ordine di $1/10^{-8}$ il che equivale a dire che l'errore di frequenza del segnale RF può essere al massimo di 1 su 100.000.000 (uno su cento milioni). Per rendere meglio l'ordine di grandezza di questo errore diremo che si potrà al massimo avere l'errore di 1 Hz su 100 MHz.

Come si vede, non vi è dubbio di poter effettuare un controllo di frequenza abbastanza preciso.

La precisione dei segnali di BF a 440 e 600 Hz è invece dell'ordine di 1 su 50.000.000 (equivalente ad un errore massimo di 1 Hz su 50 MHz).

Gli intervalli di tempo campione vengono dati nel seguente modo:

Ogni secondo è inviato un impulso della durata di 5 millisecondi formato ognuno da 5 periodi di 0,001 secondi (praticamente sono impulsi formati da una modulazione d'ampiezza di 1000 Hz) per la stazione WWV.

L'impulso del 59° secondo di ogni minuto non viene inviato, l'impulso del 60° secondo viene seguito da un altro impulso dopo un tempo di 100 millisecondi e ciò per poter distinguere la fine e l'inizio di ogni minuto primo. L'intervallo tra i due impulsi consecutivi del 60° secondo ha un errore massimo di 1 microsecondo.

Per la stazione WWV la nota a 440 o 600 Hz viene interrotta da 10 millisecondi prima a 25 millisecondi dopo l'invio di ogni impulso.

Per la stazione WWVH invece l'impulso, formato da 6 periodi (modulazione a 1200 Hz), viene sovrapposto alla nota di 440 o 600 Hz.

Le previsioni sulla propagazione ionosferica sono trasmesse da WWV, per quanto riguarda l'Atlantico del Nord, due volte ogni ora e precisamente a 19' e 30" ed a 49' e 30".

Il bollettino consiste di una lettera e di una cifra: la lettera indica la qualità della propagazione al momento della preparazione delle previsioni, la cifra la qualità della propagazione nelle 12 ore seguenti.

Le medesime informazioni, riguardanti però le zone del Nord Pacifico, sono trasmesse dalla stazione WWVH al 9' ed al 39' di ogni ora.

Il significato delle lettere e delle cifre indicanti le condizioni di propagazione è il seguente:

U = Condizioni instabili, ma collegamenti possibili con potenze elevate.
W = Disturbi ionosferici
N = Propagazione normale
1 = Collegamenti impossibili
2 = Propagazione molto cattiva
3 = » cattiva
4 = » mediocre
5 = » discreta
6 = » media
7 = » buona
8 = » molto buona
9 = » ottima

Tutto quanto esposto precedentemente, per quanto riguarda la distribuzione delle informazioni nel tempo da parte delle stazioni WWV e WWVH, è riportato graficamente nelle figg. 1 e 2.

Naturalmente WWV e WWVH non sono le sole stazioni a trasmettere segnali campione. Diamo qui due tabelle che riportano i dati, aggiornati a tutto marzo 1962, relativi alle altre trasmissioni di segnali campione. Tra queste è da tener presente la stazione di Rugby i cui intensi segnali sono ricevuti in Italia scevri da disturbi, sulla frequenza di 2,5 MHz nelle ore serali.

**Impiego pratico dei segnali campione per misure di laboratorio.**

Premetto che le tarature realizzabili con i mezzi normalmente a disposizione non permettono precisioni dell'ordine di grandezza dello stesso segnale campione come forse qualche lettore può aver pensato, e ciò a causa di complessi fenomeni di propagazione. Ciò non toglie però che, come già detto, le precisioni ottenibili siano assai elevate.

Esaminiamo ora alcuni casi caratteristici di controllo di frequenze di facile realizzazione in laboratorio.

E' da notare che per questi controlli è sempre necessario l'impiego di un radioricevitore, possibilmente di tipo professionale. Allo scopo di ridurre le inevitabili interferenze è opportuno che il ricevitore

# EMISSIONE FREQUENZE CAMPIONE - Tabella 1

| NOMINATIVO E LOCALITA' | | ATA Nuova Delhi India | BPV Pechino Cina | FFH Parigi Francia | HBN* Neuchatel Svizzera | IAM Roma Italia | IBF Torino Italia | JJY* Tokjo Giappone | LOL Buenos Aires Argentina | MSF* Rugby U.K. | OMA Praga Cecoslovacchia | RWM Mosca U.R.S.S. | Belgio | WWV* Washington U.S.A. | WWVH* Hawaii U.S.A. | WWVL* Boulder U.S.A. | ZLFS Lower Hutt Nuova Zelanda | ZUO* Olifantsfontein S. Africa | ZUO* Johannesburg S. Africa |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Latitudine Longitudine | | 28°34'N 77°19'E | — — | 48°59'N 2°39'E | 46°58'N 6°57'E | 41°52'N 12°27'E | 45°03'N 7°41'E | 35°42'N 139°31'E | 34°37'S 58°21'O | 52°22'N 1°11'O | 50°07'N 14°35'E | 55°45'N 37°33'E | 50°48'N 4°21'E | 39°00'N 76°51'O | 20°46'N 156°28'O | 40°02'N 105°27'O | 41°14'S 174°55'E | 25°58'S 28°14'E | 26°11'S 28°04'E |
| Potenza d'aereo (KW) | | 2 | — | 0.3 | 0.5 | 1 | 0.3 | 2 | 2 | 0.5 | 1 | 20 | 0.02 | 0,1-9 | 2 | 8 | 0.3 | 4 | 0.25 |
| Tipi d'antenna | | Dipolo Orizzont. | — | L invertita | Dipolo Orizzont. | Dipolo λ/2 Orizzont. | Dipolo Orizzont. | Dipolo vertic. λ/2 — Dipolo λ/4 (2.5MHz) | — | Dipoli Orizzont. — Stilo Verticale | — | — | Verticale | Dipoli Verticali λ/2 — Stilo Verticale λ/4 (2,5MHz) | Dipoli Verticali λ/2 — Stilo Verticale λ/4 (5MHz) | — | — | Quadri-polo | |
| Numero di trasmissioni simultanee | | 1 | 3 | 1 | 1 | 1 | 1 | 3-4 | 6 | 3 | 1 | 1 | 1 | 6 | 3 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| Periodi di emissione | Giorni per settimana | 5 | 7 | 2 | 7 | 6 | 6 | 7 | 6 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 1 | 7 | 7 |
| | Ore per giorno | 5 | 24 | 8½ | 24 | 1 | 1 | 24 16 (2,5 MHz) | 5 | 24 | 24 | 19 | 22 | 24 | 23½ | 24 | 3 | 24 | 24 |
| Frequenze standard usate | Portante KHz | 10 | 5-10 15 | 2.5 | 5 | 5 | 5 | 2.5-5 10-15 | 2.5-5 10-15 20-25 | 2.5-5 10 | 2.5 | 5-10 15 | 2.5 | 2.5-5 10-15 20-25 | 5-10 15 | 0.02 | 2.5 | 5 | 10 |
| | Modulaz. Hz | 1-1000 | 1-1000 | 1-440 1000 | 1-500 | 1-440 600-1000 | 1-440 1000 | 1-1000 | 1-440 1000 | 1 | 1-1000 | 1-1000 | — | 1-440 600 | 1-440 600 | — | — | 1 | 1 |
| Durata impulsi tempo standard (minuti) | | Cont. | 3 in ogni 15 | 10 in ogni 20 | 5 in ogni 10 | 5 in ogni 15 | 5 in ogni 10 | cont. | 4 in ogni 60 | 10 in ogni 15 | 15 in ogni 30 | 10 in ogni 120 | — | cont. | cont. | — | — | cont. | cont. |
| Durata modulazione BF (minuti) | | 4 in ogni 15 | 5 in ogni 15 | 10 in ogni 20 | 5 in ogni 60 | 8 in ogni 15 | 5 in ogni 10 | 4 in ogni 5 — A15MHz zero | 4 in ogni 5 | — | 4 in ogni 15 | 5¼ ore per giorno | — | 2 in ogni 5 | 3 in ogni 5 | — | — | — | — |

* Queste stazioni partecipano al coordinamento internazionale dei tempi e delle frequenze con riferimento agli standard atomici o molecolari attraverso il Bureau International de l'Heure.



# EMISSIONE FREQUENZE CAMPIONE - Tabella 2

| NOMINATIVO E LOCALITA' | | CHU* Ottawa Canada | DCF77 Mainflingen Germa | D..itwich U.K. | GBR* Rugby U.K. | MSF* Rugby U.K. | NAA* Cutler Maine U.S.A. | NBA* Balboa Panama U.S.A. | NPG* NLK Jim Creek Washington-U.S.A | NPM* Lualualei Hawaii U.S.A. | NSS* Annapolis U.S.A. | OMA Podebrady Cecoslovacchia | RES Mosca U.R.S.S. | RW 166 Angarsk U.R.S.S. | SAZ Enköping Svezia | WWVB* Boulder U.S.A. |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Latitudine Longitudine | | 45°18'N 75°45'O | 50°01'N 9°00'E | 52°16'N 2°09'O | 52°22'N 1°11'O | 52°22'N 1°11'O | 44°40'O 47°14'O | 9°04'N 79°39'O | 48°05'N 121°35'O | 21°24'N 158°10'O | 38°59'N 76°30'O | 50°08'N 15°08'E | 55°45'N 37°33'E | — — | 59°35'N 17°08'E | 39°59'N 105°16'O |
| Potenza d'aereo (KW) | | 0,3-3 5 | 12 | 150 | 300 | 10 | 2000 | — | 1200 | 1000 | — | 5 | — | — | 0,05 | 2 |
| Tipo di antenna | | Dipoli ripiegati e rombica | Omnidirezionale | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | (12 dB) Yagi | Omnidirezionale |
| Numero di trasmissioni simultanee | | 3 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| Periodi di emissione | Giorni per settimana | 7 | 6 | 7 | 7 | 7 | — | 7 | — | — | — | 7 | 7 | 6 | 7 | 7 |
| | Ore per giorno | 24 | 6 | 18-20 | 22 | 1 | — | 24 | — | — | — | 24 | 24 | 20½ | 24 | 23 |
| Frequenze standard usate | Portante (MHz) | 3330 7335 14670 | 77,5 | 200 | 16 | 60 | 14,7 | 18 | 18,6 | 19,8 | 22,3 | 50 | 100 | 200 | 100.000 | 60 |
| | Modulaz. Hz | 1 | 1-200 440 | — | 1 | 1 | — | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | — | — | — |
| Durata impulsi tempo standard (minuti) | | cont. | 7 in 180 | — | 4 x 5 per giorno | 10 in ogni 15 | — | cont. | 4 x per giorno | 4 x 5 per giorno | 8 x 5 per giorno | 23 ore al giorno | 10 in ogni 120 | — | — | — |
| Durata modulazione BF (minuti) | | — | 17 in 180 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |

* Queste stazioni partecipano al coordinamento internazionale dei tempi e delle frequenze con riferimento agli standard atomici o molecolari attraverso il Bureau International de l'Heure.

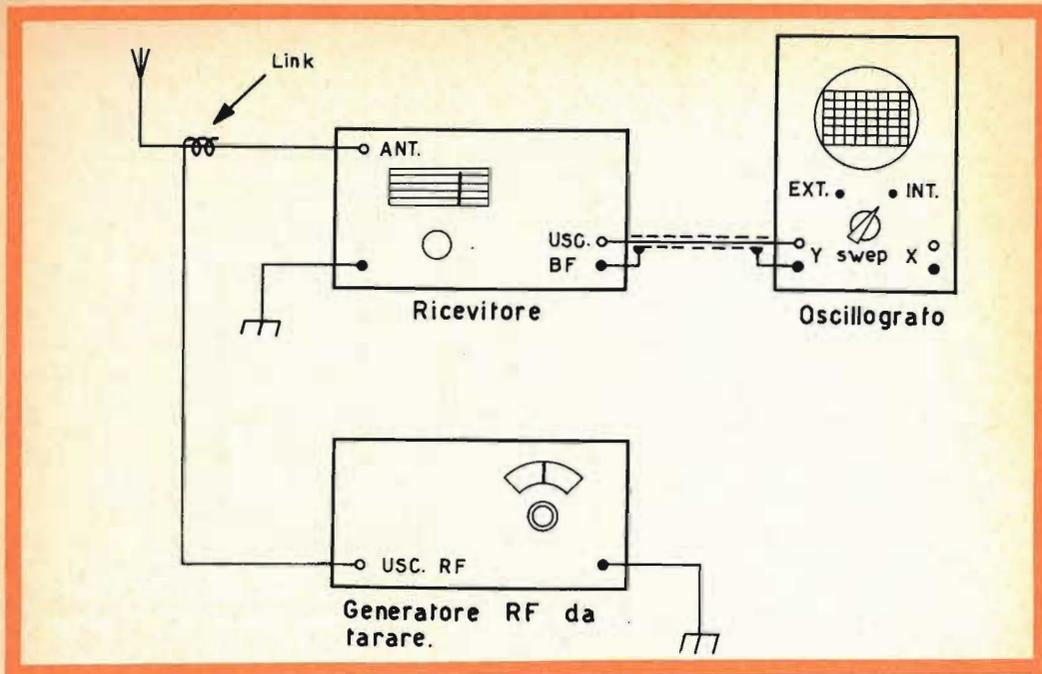



Fig. 3 - Collegamenti da effettuare per la taratura di un generatore RF mediante segnali campione trasmessi dalle stazioni WWV e WWVH. (1° Caso).

suddetto sia fornito almeno di stadio amplificatore a RF. Meglio ancora se il ricevitore è fornito di filtro a cristallo in media frequenza e se è del tipo a doppia conversione.

Presso i radioamatori spesso esistono dei ricevitori « surplus » militari con gamme di frequenza piuttosto limitate o con scarsa fedeltà di riproduzione in BF e per ciò inutilizzati; bene, questi tipi di ricevitori sono i più adatti alla ricezione delle frequenze campione e possono essere vantaggiosamente impiegati per l'allestimento di un « banco di controllo delle frequenze » di impiego pressochè universale.

Specialmente nel surplus tedesco vi sono ottimi ricevitori che hanno oltre al filtro a cristallo anche un sistema di filtri, inseribili o no, in BF che permettono di ridurre le difficoltà (se di difficoltà si può parlare) di controllo. Si noti che non ho detto che ciò permette di aumentare la precisione delle tarature eseguibili, perchè questa dipende esclusivamente dalla precisione delle frequenze campione. Ammesso pure che il ricevitore impiegato sia completamente fuori taratura tanto in RF quanto in media frequenza, purchè riceva, può essere impiegato per la ricezione dei segnali campione senza pregiudicare la precisione ottenibile.

In seguito a questa considerazione è da notare che anche un ricevitore di tipo commerciale può essere impiegato allo scopo. Sarebbe comunque opportuno, se non indispensabile, utilizzare per la ricezione delle frequenze campione un'antenna esterna con discesa schermata; se poi l'antenna stessa risulterà accordata sulla frequenza dell'emissione campione prescelta (per esempio dipolo in mezz'onda), tanto di guadagnato.

## CONTROLLO DELLA TARATURA IN FREQUENZA DI UN GENERATORE RF

1° CASO: Il generatore da tarare non è provvisto di un calibratore interno a quarzo (Fig. 3).



**Apparecchiature necessarie**

n. 1 Ricevitore (secondo quanto detto precedentemente).
n. 1 Oscillografo.
n. 1 Rivelatore di zero ad occhio magico o un sistema equivalente (nel caso di mancanza di oscillografo).

**Procedura**

1) Accoppiare l'uscita del generatore RF all'antenna del ricevitore facendo un link di 4 o 5 spire di filo isolato intorno al cavo dell'antenna.
2) Fissare la frequenza campione scegliendola in funzione delle ricevibili, agli effetti della propagazione, ed in modo che risulti multipla intera delle frequenze sulle quali si vuol tarare il generatore.
3) Collegare l'uscita BF del ricevitore (secondario trasformatore d'uscita — placca valvola amplificatrice finale, tramite una capacità di 5 o 10 kpF — uscita BF cuffia ecc.) all'ingresso verticale dell'oscillografo con cavetto schermato.
4) Accendere gli apparati per circa mezz'ora allo scopo di raggiungere il giusto regime termico.
5) Sintonizzarsi con il ricevitore sulla portante campione prescelta e ruotare il comando di frequenza del generatore in prova fino ad udire il fischio di battimento tra il segnale campione ed il segnale o le armoniche del segnale in prova. Il fischio di battimento si deve infatti udire per ogni frequenza multipla o sottomultipla della frequenza del segnale campione ricevuto. Azzerare il battimento su ogni punto di taratura per il minimo segnale sull'oscillografo ed agire sugli organi di taratura del generatore in prova.

Teoricamente la traccia sull'oscillografo, per battimento zero, dovrà ridursi alla sola traccia orizzontale data dallo sweep interno; in effetti resterà sem-

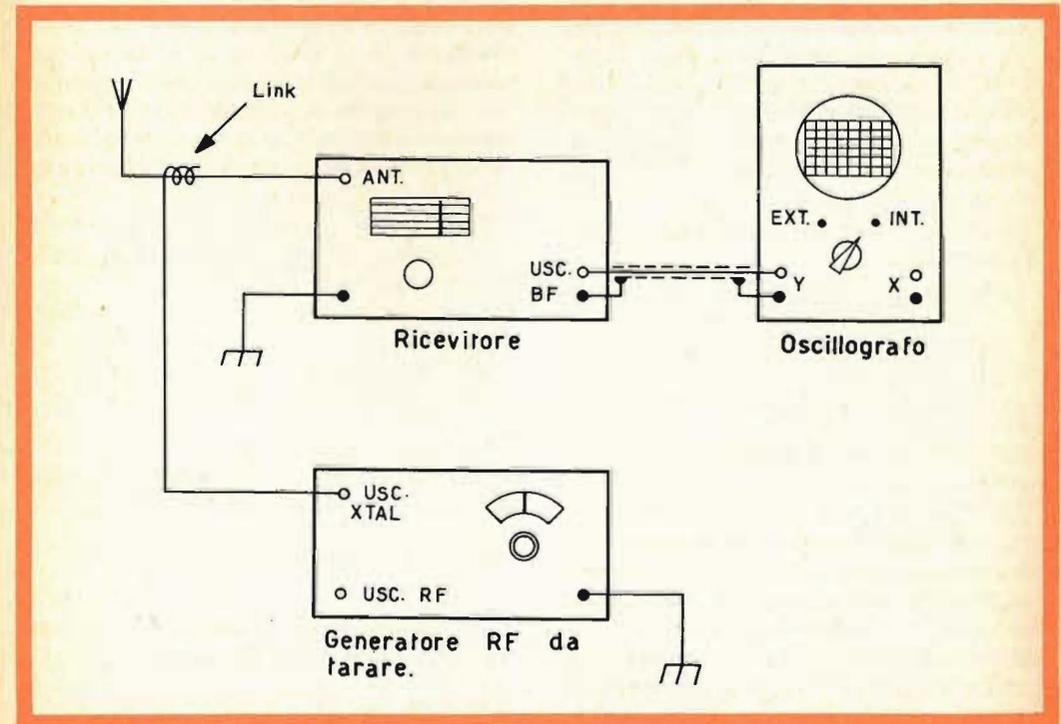



Fig. 4 - Collegamenti da effettuare per la taratura di un generatore RF mediante segnali campione trasmessi dalle stazioni WWV e WWVH. (2° Caso).

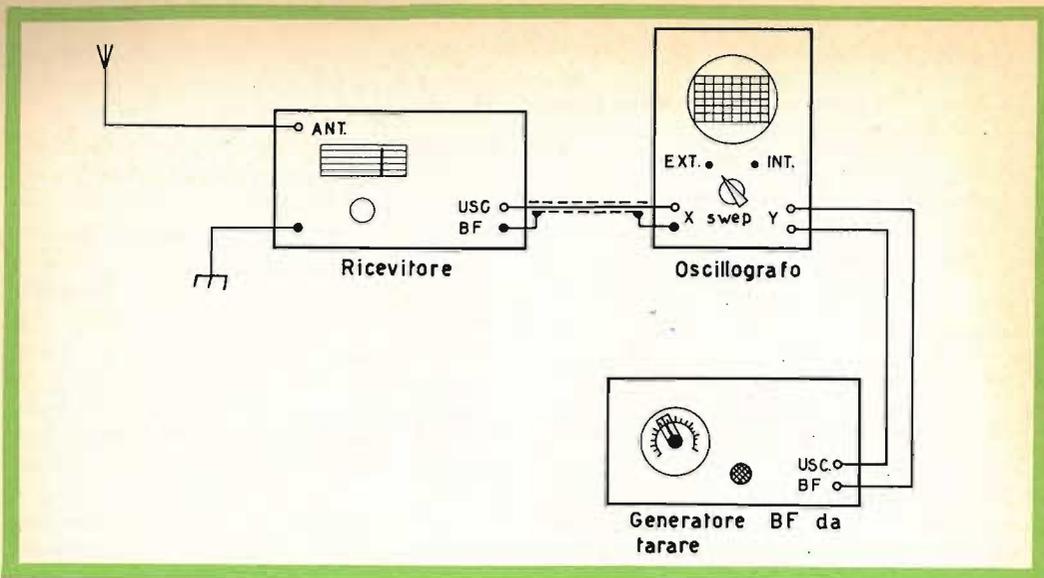



Fig. 5 - Collegamenti da effettuare per la taratura di un generatore BF mediante segnali campione emessi dalle stazioni WWV e WWVH.

pre un segnale residuo dovuto al fruscio del ricevitore ed ai disturbi atmosferici.

Questa taratura, perchè riesca precisa, va ovviamente eseguita durante i periodi in cui l'emissione campione non è modulata (vedere grafici di fig. 1 e 2). Come si vede un simile controllo di frequenza non comporta difficoltà alcuna; unica cosa importante è l'essere sicuri che il battimento sia esattamente azzerato.

2° CASO: Il generatore da tarare è provvisto di calibratore interno a quarzo (vedere fig. 4).

**Apparecchiature necessarie**

Come nel caso precedente.

**Procedura**

In questo caso si tratta di « standardizzare » la frequenza del quarzo (solitamente 100 kHz o 1 MHz) sulla frequenza dell'emissione campione. Occorre quindi inserire il calibratore a quarzo del generatore e collegare il link d'accoppiamento d'antenna del ricevitore all'uscita dell'oscillatore di calibrazione del generatore in prova (e non all'uscita RF del generatore).

Effettuato l'azzeramento del segnale del calibratore confrontandolo con l'emissione campione con lo stesso sistema spiegato precedentemente, si potrà su questo effettuare la taratura della scala del generatore sfruttando i battimenti tra segnale del calibratore e segnale dell'oscillatore variabile secondo i metodi usuali o secondo quanto indicato dalla casa costruttrice del generatore stesso.

Nel caso di utilizzazione di un rivelatore di zero ad occhio magico, il battimento zero tra i due segnali confrontati (generatore in prova ed emissione campione) è dato dalla massima apertura angolare della zona d'ombra, come d'altra parte è generalmente noto.

**CONTROLLO DELLA TARATURA IN FREQUENZA DI UN GENERATORE BF**

**Apparecchiature necessarie**

n. 1 Ricevitore
n. 1 Oscillografo con possibilità di comandare esternamente l'asse X.

**Procedura** (fig. 5)

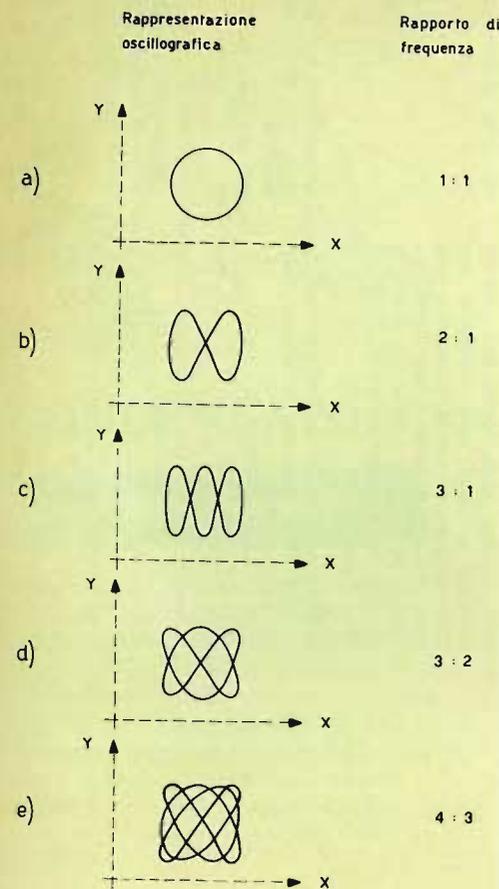
1) Collegare l'uscita di BF del ricevitore all'ingresso asse X dell'oscillografo.



Fig. 6 - Tipiche " figure di Lissajous ".

2) Collegare l'uscita del generatore all'ingresso asse Y dell'oscillografo.
3) Eseguire la taratura nei periodi di emissione dei segnali BF da parte della stazione campione adottando il sistema delle « figure di Lissajous ».

Il sistema di controllo di frequenza con il metodo delle figure di Lissajous avviene a grandi linee nel seguente modo.

Quando delle tensioni a corrente alternata con andamento sinusoidale sono applicate contemporaneamente alle due coppie di placche di deflessione del tubo oscillografico (contemporaneamente agli ingressi X e Y dell'oscillografo), la figura risultante sullo schermo dipenderà dalle ampiezze relative, dalle frequenze e dalle fasi dei due segnali.

Se il rapporto tra le due frequenze è costante ed è espresso da numeri interi, si otterranno sullo schermo oscillografico delle figure stabili, chiamate « Figure di Lissajous ».

Esempi di alcune delle figure più semplici sono indicati in fig. 6.

Il rapporto di frequenza di due segnali si determina contando il numero dei punti massimi nel senso dell'asse X e nel senso dell'asse Y. Così in fig. 6c abbiamo 3 punti massimi sull'asse X ed un solo massimo sull'asse Y; il rapporto sarà quindi da 3 a 1. Similmente nella fig. 6e abbiamo 4 punti massimi sull'asse X e 3 massimi sull'asse Y il che significa che il rapporto tra le due frequenze applicate è di 4 a 3.

Supponiamo per esempio che il segnale di riferimento (a frequenza nota) sia applicato all'asse X, la frequenza incognita sarà data da

$$f_2 = \frac{N2}{N1} f_1$$

dove: $f_1$ = frequenza nota applicata alle placchette orizzontali
$f_2$ = frequenza incognita applicata alle placchette verticali
N1 = numero dei punti massimi sull'asse Y
N2 = numero dei punti massimi sull'asse X

Le rappresentazioni oscillografiche di fig. 6 si ottengono in quanto, se il segnale sotto controllo inviato all'ingresso Y ha la stessa frequenza del segnale campione inviato all'ingresso X, lo « spot » dell'oscillografo compie un'escursione completa (dal basso verso l'alto e viceversa) in senso verticale per ogni escursione completa (da sinistra a destra e viceversa) in senso orizzontale e la figura risultante sarà quindi un cerchio o un'ellisse.

Se il segnale sotto controllo ha frequenza doppia rispetto al segnale campione, lo spot farà due escursioni in senso verticale per ogni escursione in senso orizzontale e la figura risultante sarà come in fig. 6b.

## CARATTERISTICHE DI PROPAGAZIONE IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA E DEI PERIODI DI RICEZIONE

| Banda di frequenza | Gamma d'onda | Abbreviazioni | Banda C.C.I.R. | Caratteristiche di propagazione | Usi tipici |
|---|---|---|---|---|---|
| 10-30 kHz | 10-30 Km (onde miriametriche) | V L F | 4 | Bassa attenuazione in tutti i tempi del giorno e dell'anno; grande affidamento. | Collegamenti a grande distanza e che richiedono continuità, effettuati con grandi potenze. |
| 30-300 kHz | 1-10 Km (onde kilometriche) | L F | 5 | Propagazione notturna simile a quella della banda 4 ma leggermente meno sicura; assorbimento diurno maggiore che per la 4ª banda; aumento dell'assorbimento con la frequenza. | Collegamenti a lunga distanza, ausiliari della navigazione marittima ed aerea. |
| 300-3000 kHz | 100-1000 m (onde ettometriche) | M F | 6 | Bassa attenuazione di notte ed alta di giorno; maggiore d'estate che d'inverno. Propagazione su distanze considerevoli generalmente di minor affidamento che alle frequenze minori; affidamento sempre minore per frequenze maggiori. | Radio diffusione, collegamenti marittimi, ausiliaria della navigazione, collegamenti con i velivoli, polizia, porti, ecc. |
| 3-30 MHz | 10-100 m (onde decametriche) | H F | 7 | La trasmissione a distanze considerevoli dipende soltanto dalla ionizzazione dell'alta atmosfera e quindi varia fortemente con l'ora del giorno e con la stagione. In condizioni favorevoli l'attenuazione è estremamente ridotta sia a piccola che a grande distanza; in condizioni sfavorevoli l'attenuazione è grandissima. | Collegamenti di tutti i tipi dalle piccole alle grandi distanze. |
| 30-300 MHz | 1-10 m (onde metriche) | V H F | 8 | Propagazione generale in linea retta analoga a quella della luce; non influenzata dalla ionosfera. | Collegamenti a breve distanza, televisione, modulazione di frequenza, radar, ausiliari della navigazione aerea. |
| 300-3000 MHz | 10-100 cm (onde decimetriche) | U H F | 9 | Come sopra | Collegamenti a brevi distanze, radar; ponti radio, televisione ecc. |
| 3000-30.000 MHz ... fino a 3.000.000 MHz | 1-10 cm (onde centimetriche) | S H F | 10 | Come sopra | Come sopra. Banda non ancora completamente sfruttata. |

In generale se la frequenza sotto controllo è **n** volte la frequenza campione, la figura descritta dal fascio elettronico avrà **n** punti massimi.

Praticamente, con un oscillografo provvisto di tubo da 5 pollici, si riescono ad eseguire misure di frequenza fino ad un rapporto da 20 a 1 (o 1 a 20 il che è la stessa cosa agli effetti delle figure di Lissajous).

Prendendo come riferimento la nota a 600 Hz di WWV si potranno praticamente controllare con la massima precisione frequenze da 30 Hz (600 : 20) fino a 12 kHz (600 x 20).

### COME SCEGLIERE L'EMISSIONE CAMPIONE

Dalle tabelle precedenti si vede che c'è una larga possibilità di scelta per quanto riguarda i segnali campione da usare come riferimento: tuttavia non tutte le stazioni indicate sono ricevibili in Italia a causa della loro potenza, del sistema radiante impiegato, delle condizioni di propagazione, della loro ubicazione rispetto all'ubicazione del posto ricevente e dell'ora in cui si vogliono eseguire le tarature.

L'indicare esattamente quali stazioni possono essere utilizzate, oltre a quelle già indicate (WWV - WWVH), è cosa praticamente impossibile proprio a causa dei molti fattori che intervengono nel determinare la possibilità o meno di una comunicazione radio.

A questo proposito è da tener presente che segnali radio ricevuti in modo intenso in un determinato punto possono non essere ricevuti in altri punti a distanze relativamente brevi dal punto in oggetto; per cui è opportuno che ognuno prima di installare il « banco di misura della frequenza » faccia qualche periodo di ascolto e localizzi le trasmissioni campione ricevibili nella propria zona anche in funzione del posto di ricezione disponibile (ricevitore-antenna).

Per facilitare questa ricerca serve la tabella a fianco dove sono indicate le caratteristiche medie della propagazione in funzione delle frequenze e dei periodi di ricezione.

Premesso quanto sopra, è da notare che più le onde radio si allontanano dal punto di emissione più si attenuano (cioè si indeboliscono).

Questo è in parte dovuto al fatto che l'energia irradiata dall'antenna si ripartisce su aree sempre maggiori.

In aggiunta a ciò l'energia può essere assorbita dal terreno o dalle regioni ionizzate dell'alta atmosfera, le onde possono essere riflesse e rifratte dal terreno, dalle regioni ionizzate dell'alta atmosfera e dalla conformazione della bassa atmosfera. Ne risulta una situazione piuttosta complessa e fortemente diversa per le onde radio di diversa frequenza come è indicato nella tabella.

**P.M.**

Bibliografia:

The Radio Amateurs Handbook - ediz. ARRL - USA.
Reference data for Radio Engineers - ediz. ITT. - USA.
Wireless world - Aprile 62.

La Radio Televisione Francese sta realizzando, in collaborazione con il Ministero degli Affari Esteri, 5 film destinati a suscitare l'interesse per la lingua francese nel pubblico all'estero. Questi primi 5 film, destinati all'Esposizione Francese di Mosca, fanno parte di 39 trasmissioni che formeranno un ciclo completo di lezioni di lingua francese per i principianti.



# *i lettori ci scrivono....*

Signor RONCONI ANTONIO - Via T. G. Corrado, 11 - Avellino.

D. ..... Ho costruito il ricevitore per onde corte descritto dalla Rivista n° 5/1961 di Selezione di Tecnica Radio-TV da pag. 553 a pag. 557 senza però ottenere il piacere di farlo funzionare.

I componenti da me impiegati sono quelli consigliati dalla tabella ed il montaggio è stato, posso assicurare, fatto con scrupolosità.

Non ci sarà forse qualche errore nello schema o nei valori dei componenti? .....

R. *Non è facile impresa seguire lo schema di montaggio da Lei disegnato per il fatto che i vari componenti anzichè con il loro segno sono stati sostituiti da semplici lettere, la qualcosa costringe ad una ginnastica mentale molto spinta. Ad ogni modo ci sembra poco chiaro quel conduttore che dal positivo della pila circola per lo chassis. Ci auguriamo che esso rappresenti, per l'appunto, la massa dello chassis perchè, in caso contrario, potrebbe essere una delle cause del mancato funzionamento del ricevitore per il cui montaggio era stata raccomandata la brevità dei collegamenti.*

*A tale proposito tenga presente che i punti indicati con il triangolo significano per l'appunto che il collegamento, in quel punto, deve essere fissato alla massa dello chassis come d'altra parte è chiaramente visibile in figura 2 (pagina 555 del n° 1-1961).*

*Questo ricevitore è adatto a funzionare su due gamme d'onda per le quali il periodo attuale di propagazione è piuttosto scarso e perciò il suo collaudo deve essere effettuato con l'aiuto di un grid-dip o di un generatore di segnali, tenendo presente che la messa a punto della superreazione non è del tutto elementare e può presentare qualche difficoltà per coloro che non hanno una certa esperienza in merito.*

*Provi a controllare nuovamente il montaggio valendosi dello schema elettrico, e qualora abbia usato dei transistori di prima scelta, e sia certo del loro buon funzionamento, ritenti la messa a punto agendo in modo da creare l'innesco, come è chiaramente spiegato nell'articolo in questione.*

Signor GOVERNA FRANCO - Via Giuseppe Pitrè, 8 - Roma.

D. ..... Ho ricevuto la Sua cortese lettera in risposta alla mia del 13 scorso mese.

La ringrazio sinceramente moltissimo.

Non mi sarei mai aspettato, debbo confessarlo, che la Sua gentilezza arrivasse al punto di consigliarmi e di aiutarmi nel modo dimostratomi con la Sua lettera.

Ho letto la Sua e ho riflettuto su quanto Lei mi dice. Voglia innanzi tutto scusarmi se i quesiti da me richiesti non sono stati, giustamente, molto esaurienti e molto chiari.

Come Le ripeto, ho riflettuto molto su quanto Lei mi dice e sono, quindi, venuto nell'ordine di idee, come Lei mi consiglia, di realizzare una stazione " ricetrasmittente " composta da due complessi separati ed individuali, cioè da un trasmettitore e da un ricevitore singoli.

Lei giustamente mi consiglia, per quanto riguarda il ricevitore, di volgermi verso l'acquisto di un ricevitore di provenienza Surplus ma, essendo io un appassionato di radiotecnica e di radiomontaggi, gradirei creare, per mia soddisfazione e per acquistare una certa pratica, anche il suddetto ricevitore con le mie stesse mani; non creda con ciò, tuttavia, che io sia ferratissimo nel montaggio di circuiti radio, ma me la cavo abbastanza benino. Con questo voglio dirLe che intendo dedicarmi ad una realizzazione di proporzioni modeste che possa darmi qualche soddisfazione...

R. *In un prossimo numero della rivista pubblicheremo lo schema di un trasmettitore avente la potenza di circa 100 W, particolarmente adatto per funzionare nelle gamme usate normalmente dai radio amatori che, se ben realizzato, può dare senz'altro delle buone soddisfazioni.*

*La costruzione di un tale apparecchio richiede una certa esperienza in fatto di radiomontaggi, ad ogni modo nel caso che esso fosse troppo complicato non mancheremo di pubblicare lo schema di un altro TX di proporzioni più modeste e perciò di costruzione molto più semplice.*

Signor EGIDIO GIGLIO TOS - Via Casale, 23 - Ivrea (Torino).

D. ..... Con riferimento all'articolo "Radiotelefono miniatura" di G. B., a pag. 201 di codesta rivista n° 3/4 di quest'anno.

Avrei intenzione di costruire una coppia di apparecchi come descritti nel predetto articolo; per questo ho acquistato tutto il materiale alla G.B.C. sede di Torino, tranne i due trasformatori d'uscita miniatura: primario 600 ohm, secondario 8 ohm ed i due cristalli di quarzo per 28 MHz, tipo "HC6U" overtone, che sono risultati irreperibili.

R. *I quarzi del tipo "Overtone 28 MHz, può ricercarli presso rivenditori di materiale surplus come ad esempio il SURPLUS MARKET, Via Zamboni, 53 Bologna, oppure può ordinarli alla ditta A.P.I. Applicazioni Piezoelettriche Italiane, Via Filelfo, 10 Milano.*

*I trasformatori di uscita per transistori può invece ordinarli alla G.B.C., sede di Milano, per spedizione controassegno.*

Signor BERNARDO LUIGI, Via Ginestre, 7 - Trieste.

D. ..... Pertanto vorrei conoscere:

a) *SELEZIONE TECNICA RADIO-TV n° 10 del Dicembre 1959 - pagina 46:*
   Fonovaligia HiFi Bristol: desidererei conoscere la banda passante in Hz del circuito elettronico, quella fornita ai capi della bobina mobile e quella fornita dall'altoparlante usato. Inoltre, se è consigliabile ripetere per l'altro canale il medesimo circuito e come è possibile introdurre il "balance control". Prego fornirmi anche il valore dei componenti di quest'ultimo ed i punti di collegamento ai circuiti.

b) *SELEZIONE TECNICA RADIO-TV n° 3-1960 - pag. 55 e seguenti Valigetta stereofonica SM 2238;*
   gradirei conoscere la banda passante in Hz del circuito elettronico, quella fornita ai capi della bobina mobile e quella fornita dall'altoparlante usato.

c) *SELEZIONE TECNICA RADIO-TV n° 6-1960 - pag. 75 e seguenti SM 79;*
   desidererei conoscere la banda passante in Hz del circuito di bassa frequenza dell'SM 79, quella fornita ai capi della bobina mobile, quella fornita dagli altoparlanti, nonchè la percentuale di distorsione .....



R. *La sua richiesta ci lascia alquanto perplessi perchè si riferisce a tre apparecchi i quali sono destinati a compiti completamente diversi.*

*Ad ogni modo per accontentarla possiamo dirle che la fonovaligia BRISTOL è un complesso veramente ad alta fedeltà la cui risposta (per tutto il complesso) può ritenersi lineare ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz. valori molto vicini a questi sono conseguibili anche con il ricevitore stereofonico SM/79.*

*Per quanto concerne la valigetta stereofonica SM/2238 la stessa curva di risposta, sempre relativa l'intero complesso, può ritenersi lineare ± 1 dB da 30 a 18.000 Hz.*

*Tenga presente che un ottimo amplificatore stereofonico è costituito dalla scatola di montaggio SM/1111.*

*Le saremo molto grati se vorrà seguire la prassi di trattare un solo argomento per lettera, ciò per evitarci risposte troppo lunghe a danno di altri lettori.*

Signor SALVATORI GIORGIO - Via G. Stampa, 44 - Roma.

D. ..... Desidererei avere, se possibile, uno schema elettrico dell'apparecchio radio K2/9. Schema che abbia le seguenti valvole E390 - 6AA5 - 6AT6 - 6BA6 - 6BE6 .....

R. *Lo schema dell'apparecchio K2/9 è esaurito. Ad ogni modo con i tubi in suo possesso, apportando qualche modifica al circuito, oppure sostituendo il tubo finale e quello raddrizzatore, può realizzare un apparecchio simile all'AR/4 il cui schema è stato pubblicato nel n° 4/1960 di questa rivista.*

Signor RUO REDDA SERGIO - Via Caldano, 23 - Caselle (Torino).

D. ..... 1) Dovendo aggiustare una valigetta fonografica transistorizzata del tipo "Scott" che è stata alimentata con tensione errata e quindi di conseguenza alquanto bruciacchiata, mi occorrerebbe lo schema elettrico della parte amplificatrice con i relativi valori dei componenti, avendo da sostituire alcune resistenze, condensatori e forse transistor. Ho cercato su tutti i numeri in mio possesso della rivista "Selezione di Tecnica Radio TV" ma non sono riuscito a trovare lo schema desiderato o similare.

2) Avendo intenzione di rimodernare la ormai vecchia apparecchiatura di controllo in mio possesso, vorrei porre a Voi il problema che certamente siete ferratissimi in materia. Vorrei cioè sapere (se è possibile) da parte Vostra lo stretto necessario (compreso in un prezzo alquanto ragionevole) per un corretto ed efficiente laboratorio di riparazione Radio-TV .....

R. *Lo schema della valigetta transistorizzata SCOTT è del tutto simile a quello della fonovaligia YORK pubblicato nel n° 1/1960 della nostra Rivista.*

*Per quanto concerne il secondo quesito, relativo l'attrezzatura per laboratorio, la rimandiamo al catalogo generale GBC, uscito in questi giorni, nel quale sono compresi molti strumenti di diverse case costruttrici, e dei quali sono riportate anche le caratteristiche tecniche.*

*Gli strumenti da ritenersi indispensabili per un laboratorio Radio-TV discretamente attrezzato sono i seguenti:* Analizzatore universale 20.000 Ω/V; Analizzatore elettronico *(voltmetro a valvola) con puntale per misure fino a 30 kV.* Generatore SWEEP- MARKER *atto a coprire tutti i canali VHF-UHF* Oscilloscopio di ottima sensibilità *(la scelta*

*naturalmente dipende strettamente dalle possibilità finanziarie).* Generatore di segnali AM-FM, provavalvole *(dei quali probabilmente sarà già in possesso), ed infine un* prova-transistor.
*Ad ogni modo ripetiamo che il catalogo generale GBC (nel caso non l'avesse prenotato potremmo spedirglielo controassegno) sarà senz'altro il suo migliore consigliere in quanto le permetterà di conciliare le sue esigenze tecniche con quelle finanziarie.*

Signor BADINO LUIGI - Viale Rainusso, 20/9 - S. Margherita Ligure (Genova).

D. ..... Avrei ora da chiederVi una notizia: mi interessano molto i transistor Mesa della S.G.S. che erogano in alta frequenza diversi Watt di potenza ma non riesco ad averne le caratteristiche (curve e dati relativi) nè ho avuto risposta dalla S.G.S. alla quale ho scritto. Potreste Voi aiutarmi? Certo che lo farete e ringraziandoVi per la premura .....

R. *Ecco le caratteristiche relative ad alcuni tipi di transistor MESA costruiti dalla S.G.S.*
2N696/2N697 = fT tipica = 80/100 MHz: Pc a 25° = 2 Watt; hFE min 20, max 60; (Ic = 150 mA, Vce = 10V); Vcer = 40 V; Vcbo = 60 V; Vebo = 5 V; Vbe sat = 1,3 V max; (Ic = 150 mA, Ib = 15 mA) Vce = sat = 1,5 V; (Ic = 150 mA, Ib = 15 mA); Icbo a 25° = 1 μA, 150° = 100 μA.
2N698 = fT tipica = 70 MHz; Pc a 25° = 3 W; hFe = min 20, max 60 (Ic = 150 mA, Vce = 10 V) Vcer = 80 V; Vcbo = 120 V; Vebo = 7 V; Vbe sat = 1,3 V max; Vce sat = 1,2 V; Icbo a 25° = 0,005 μA, a 150° = 15 μA.
2N706 (non del tipo Mesa) fT tipica = 450 MHz, Pc = 1W.
*LA S.G.S. fornisce inoltre numerosi altri tipi di transistor del tipo PLANAR i quali, per molti usi, sono senz'altro superiori al tipo MESA.*
*Qualora desideri dei dati più estesi è necessario che ci fornisca le sigle dei transistor dei quali le interessano le caratteristiche dato che, per ovvi motivi, non possiamo pubblicare tutta la serie che è molto ricca.*

Signor TRABASSI MARIO - Via Rizzardi, - Marghera (Venezia).

D. ..... Ho costruito due apparecchi G.B.C. S/4412 ed S/4413 (gli schemi di cui tratto) ed ho ottenuto un risultato veramente soddisfacente.
Poichè sono attratto dall'idea di fare — con il medesimo circuito — un complesso stereofonico, ho tracciato gli allegati schemi, escludendo, come si nota dal circuito selettore del preamplificatore l'ingresso del registratore e radio che a me non interessano, ed inoltre semplifica le connessioni alle sezioni del selettore (a tre sezioni doppie od a sei singole e 3 vie).
Non mi sarei permesso rubare del Vostro tempo prezioso per tale consultazione se non fosse perchè:

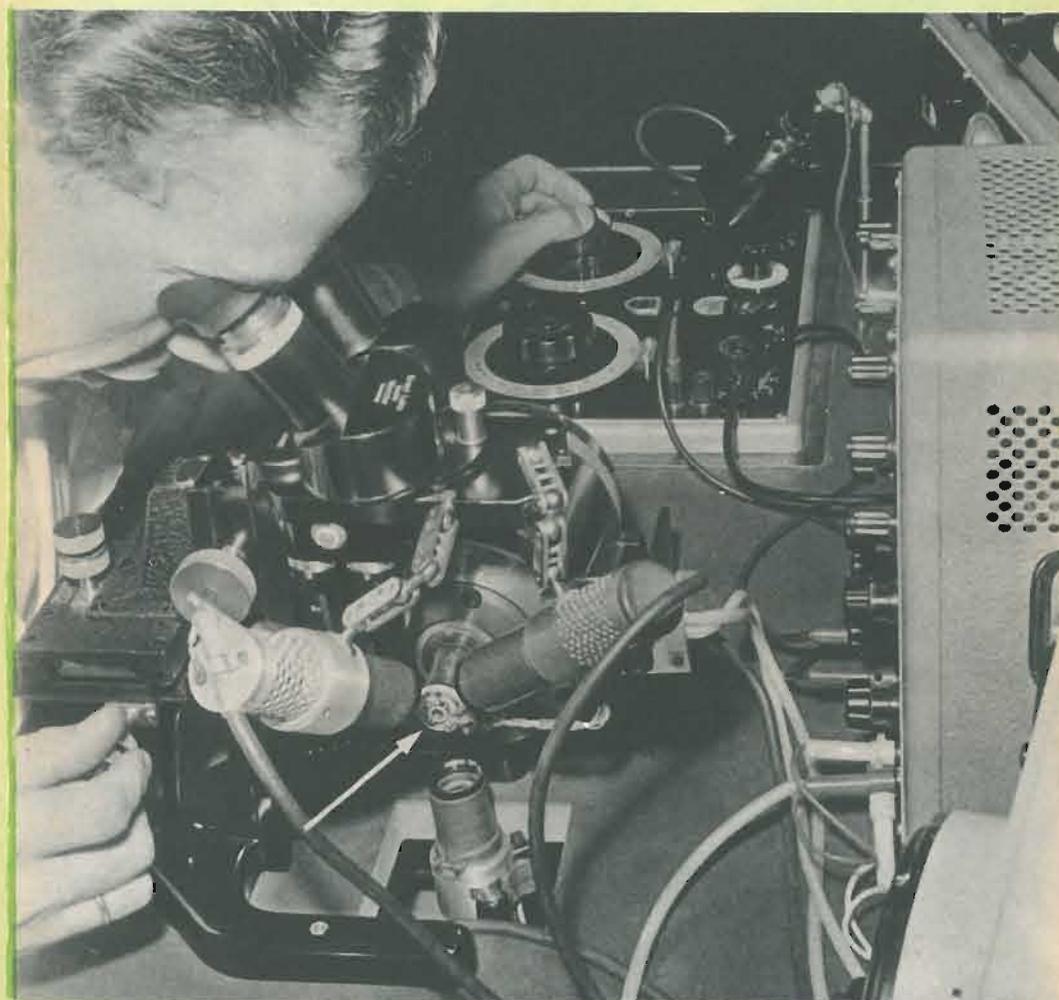
1) ho dei dubbi in merito, essendo seppure da lunga data, un semplice dilettante.

2) perchè ho fiducia negli schemi GBC (non uso fare complimenti sciocchi, ma tale fiducia è nata dal risultato ottenuto effettuando diverse apparecchiature seguendo i Vostri schemi.

3) perché la spesa d'acquisto di una "seconda coppia" di pezzi non è indifferente (per la mia tasca bene inteso) specie per i trasformatori di uscita H/243, valvole, altoparlante (ho usato un Isophon) ecc. tanto più che ogni qualvolta debbo acquistare del materiale sono costretto a recarmi a Padova.

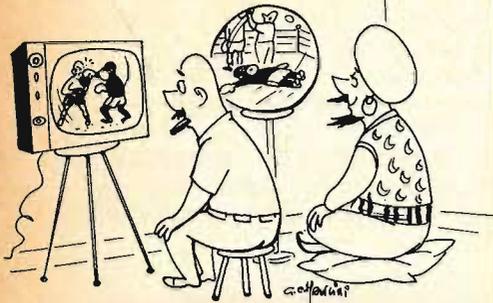


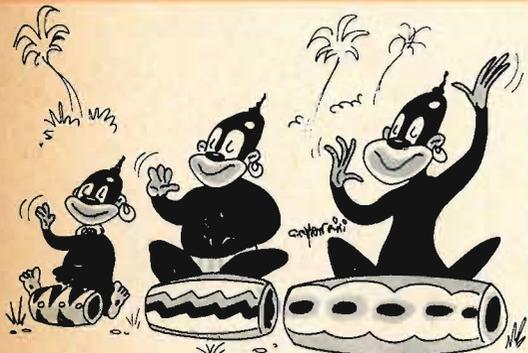
Desidero sapere, ammesso che l'assieme vada bene, se l'impedenza H/242 cambia di valore oppure si adatta se il bilanciamento dei canali è errato (ho avuto pareri discordi). Se la potenza d'uscita varia per singolo canale, da quella da Voi citata come apparecchio monoaurale .....

R. *Gli schemi inviatici in visione e relativi alla costruzione di un complesso stereofonico, partendo da una coppia di preamplificatori ed amplificatore tipo GBC S/4412 e S/4413 sono esatti. L'unico appunto riguarda il circuito di alimentazione. Infatti non è possibile alimentare ambedue i canali, che assorbono una notevole potenza, usando lo stesso alimentatore destinato ad un solo amplificatore monocanale. Desiderando mantenere inalterato il rendimento è necessario alimentare le due sezioni, ciascuna, con un alimentatore identico a quello usato per gli apparecchi S/4412 = S/4413.*
*A tale proposito Le consigliamo di consultare l'articolo AMPLIFICATORI E PREAMPLIFICATORI STEREOFONICI apparso a pagina 5 del n° 3/1960 di questa rivista.*
*Anche lo schema relativo all'amplificatore stereofonico SM/1111 le sarà particolarmente utile.*

Apparecchiatura per il controllo della microfonicità di un tubo elettrico. La freccia indica il tubo in esame. (da Revue Technique Philips Tome 22 - N. 3).

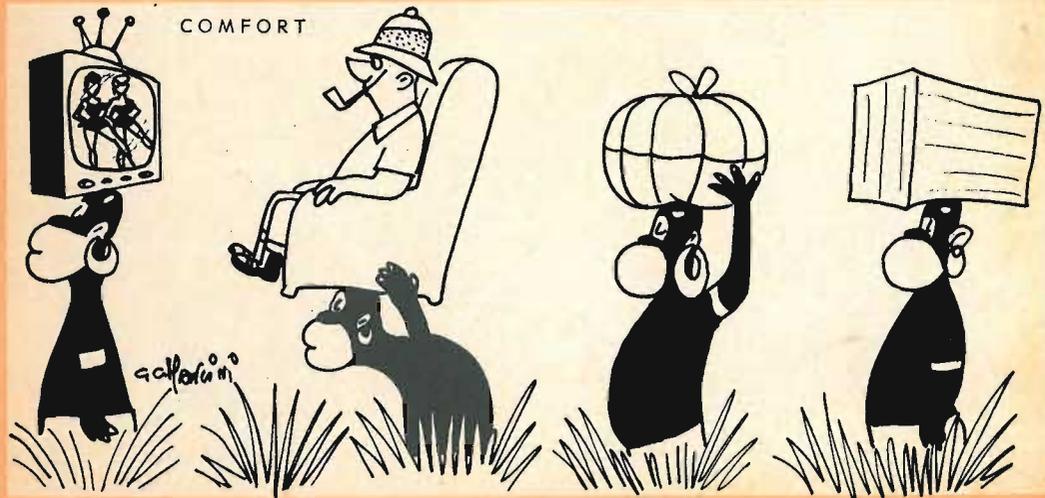
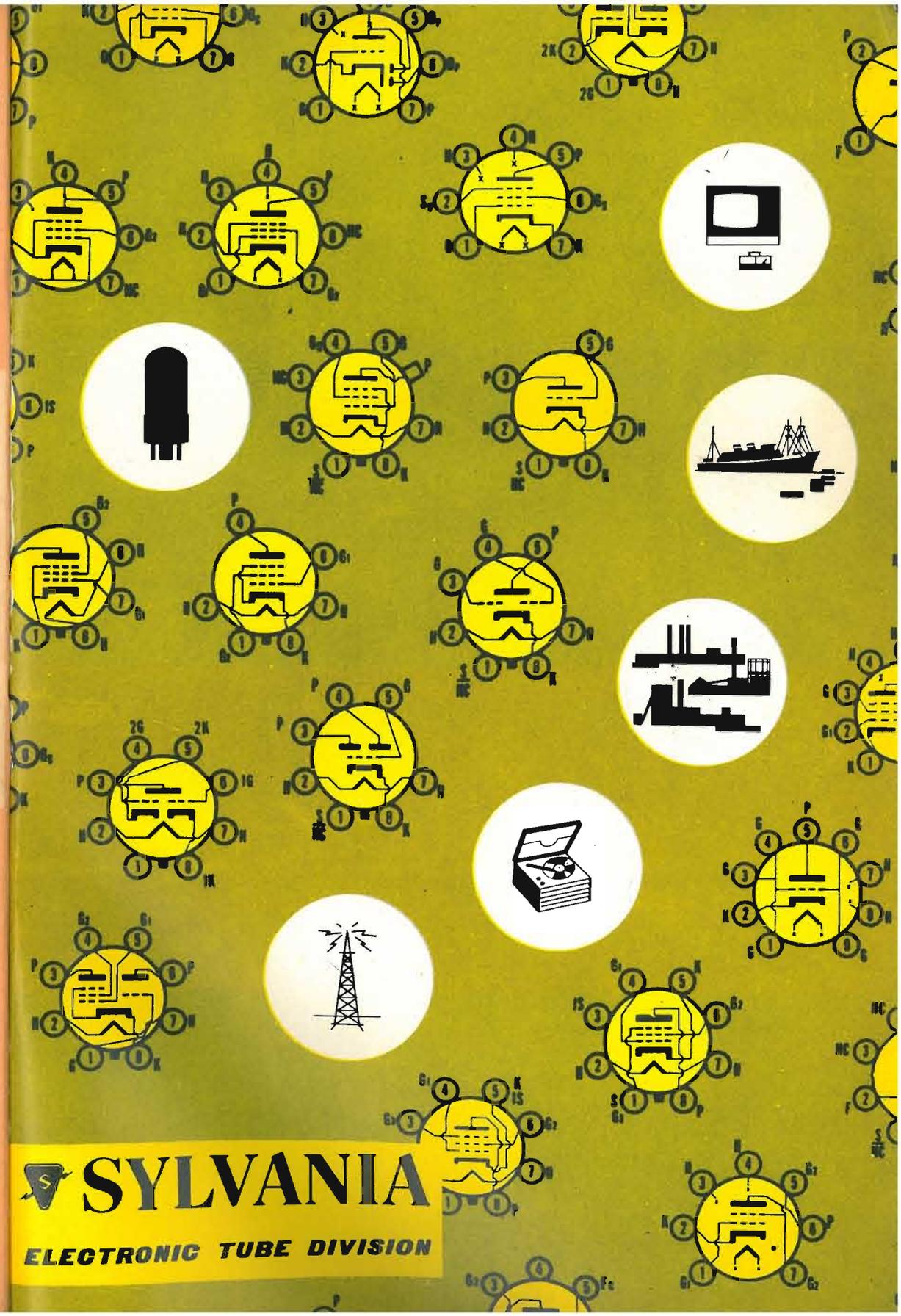
**Video risate**

SENZA PAROLE

BREVETTATO

COMFORT

## Video risate

SENZA PAROLE

ONDE CORTE ONDE MEDIE ONDE LUNGHE

BREVETTATO

COMFORT

modello « **Coronet** » UT/139

# 19"

# televisore ultrapiatto razionale moderno ed elegante

*l'armonia della Vostra casa sarà valorizzata dalla presenza di questo ultimissimo gioiello di tecnica e perfezione...*

*il televisore campione del mondo*

**Televisore da 19" con cinescopio a 114° - Schermo «bonded shield» - Gruppo UHF incorporato - 19 valvole (34 funzioni) - Altoparlante frontale - Mobile di lusso - Prezzo L. 190.000**